

L 2812 DE

①



22054
09/980, 573

BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑫ **Gebrauchsmuster**
⑩ **DE 94 00 950 U 1**

⑤ Int. Cl.⁸:
G01V 3/12
A 61 B 5/00
A 62 B 37/00
// B63C 9/00

⑪ Aktenzeichen: G 94 00 950.3
⑫ Anmeldetag: 20. 1. 94
⑬ Eintragungstag: 24. 8. 95
⑭ Bekanntmachung
im Patentblatt: 5. 10. 95

DE 9400950 U 1

⑦ Inhaber:
Selectronic Vertriebsgesellschaft für
Sicherheitstechnik und Sonderelektronik mbH,
14542 Werder, DE

⑧ Vertreter:
Blumbach, Krämer & Partner, 65193 Wiesbaden

⑤⑥ Recherchenergebnisse nach § 7 Abs. 2 GmbG:

DE 26 59 901 C2
DE 26 01 209 B2
DE-AS 22 57 689
DE-AS 14 73 764
DE-AS 14 73 763
DE 37 21 414 A1
DE 27 03 491 A1
DE 26 28 193 A1
DE-OS 15 48 166
US 34 83 860
EP 02 47 959 A2
EP 5 00 368 A1

EICHMEIER, Joseph: Medizinische Elektronik,
2. Aufl. Springer-Verlag, Berlin, 1991, S.96-97;
KWOK, M.C.;
PEPPER, M.G.: Noninvasive detection of ventricular
wall motion by electromagnetic coupling. In:
Medical & Biological Engineering & Computing,
March 1991, S.136-148;
Prospekt der Fa. RECCO, Stockholm 1983;

⑤④ Vorrichtung zur Erfassung lebender Körper sowie deren Verwendung

DE 9400950 U 1

G 94 00 950.3

SELECTRONIC Vertriebsgesellschaft für Sicherheitstechnik ... mbH

Vorrichtung zur Erfassung lebender Körper sowie deren Verwendung

Beschreibung

Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

Die Erfassung lebender Körper, insbesondere lebender menschlicher Körper, wird bei nachfolgender Beschreibung als Feststellung der Anwesenheit von Körpern in lebendem Zustand verstanden. Diese Erfassung ist wichtig z.B. bei der Suche nach Verschütteten infolge von Naturkatastrophen oder bei Unfällen, falls weder Sicht- noch Hörkontakt zu den Verschütteten besteht. Da die Zeitdauer des Überlebens begrenzt ist, kommt der zügigen Feststellung, ob noch lebende Verschüttete existieren, und der Bergung dieser Verschütteten nach Ortung große Bedeutung zu. Unter "Ortung" wird bei nachfolgender Beschreibung die Feststellung des Aufenthaltsortes verstanden.

Die bisher verwendeten Verfahren und Vorrichtungen zur Erfassung oder Ortung Verschütteter sind oft nicht in der Lage, noch lebende Verschüttete von toten zu unterscheiden.

Der Einsatz von Suchhunden ist zeitlich nur begrenzt möglich, ein konzentriert arbeitendes Tier bedarf erfahrungsgemäß nach 2 bis 3 Stunden einer ausgedehnten Erholungsphase, welches zur Unterbrechung der Suche führt. Darüber hinaus sind die Tiere, da bei diesen der Geruchssinn im Vordergrund steht, nicht in der Lage, nur nach noch Lebenden zu suchen, weshalb durch die Bergung Toter oft kostbare Zeit verlorenght.

Horscheinrichtungen zur Aufnahme von Klopf- oder Lebenszeichen versagen bei Bewußtlosen. Zusätzlich ist durch Reflexion des Schalls im Haufwerk eine fehlerfreie Ortung häufig nicht möglich.

9400950

Zur verbesserten Ortung nach Lawinenunglücken ist es bekannt, Sendeeinrichtungen am Körper zu tragen, die nach dem Verschütten anhand der ausgesandten elektromagnetischen Strahlung eine Ortung ermöglichen. Diese Einrichtungen erlauben jedoch keinen Rückschluß auf die Lebensfunktionen der Träger und stehen bei Unfällen oder bei Verschüttungen aufgrund von Naturkatastrophen in der Regel nicht zur Verfügung.

Es besteht somit Bedarf an verbesserten Ausrüstungen und Verfahren zur Erfassung lebender Körper, insbesondere lebender menschlicher Körper, um somit durch qualifiziertere Bergung schneller und zielgerichteter Vorgehen zu können.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine Vorrichtung nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1 so weiterzubilden, daß unter Vermeidung vorstehend beschriebener Nachteile die erwünschten verbesserten Bergungsmöglichkeiten bereitgestellt werden.

Diese Aufgabe wird durch eine Vorrichtung mit den Merkmalen des Anspruchs 1 gelöst.

Weitere vorteilhafte Ausgestaltungen sind den Unteransprüchen zu entnehmen.

Die Erfinder haben festgestellt, daß lebende Körper, somit auch lebende menschliche Körper, in der Regel durch ihren Herzschlag sowie ihre Atemtätigkeit elektromagnetische Signale in überraschender Weise beeinflussen. Da bei Bewußtlosen Herzschlag und in den meisten Fällen auch noch Atemtätigkeit vorliegt, können diese Funktionen für die Zwecke vorliegender Erfindung als Indiz für das Vorhandensein von Leben angesehen.

Da diese Lebensfunktionen in der Regel innerhalb bekannter Frequenzbereiche ablaufen, die bei der menschlichen Herzfrequenz von etwa 0,5 bis 3,4 Hz reichen können und normalerweise bei etwa 1 bis 2 Hz liegen, bei Atmung zwischen 0,1 bis 1,5 Hz reichen können, werden hier durch charakteristische Frequenzintervalle definiert. In jedem Falle erscheint ein Frequenzbereich von 0,01 bis 10 Hz alle für die Lebensfunktionen eines Körpers interessierenden Frequenzen zu umfassen.

Es konnte gezeigt werden, daß lebende menschliche Körper, die von elektromagnetischer Strahlung durchdrungen werden, dieser Strahlung eine nachweisbare Phasenmodulation mit vorstehend beschriebenen Frequenzen aufprägen. Es kommt somit bei monofrequenter Durchstrahlung zu Seitenbändern des elektromagnetischen Trägersignals, die im

9400950

wesentlichen um vorstehende Frequenzen zur abgestrahlten Grundfrequenz verschoben sind.

Überraschend war die Erkenntnis, daß auch ohne abgestrahlte Sendeleistung lediglich die Empfangseinrichtung zusammen mit der Einrichtung zur Gewinnung der für lebende Körper charakteristischen Frequenzanteile in der Lage war, den erwünschten Nachweis zu erbringen.

Dies bedeutet, daß bereits das Vorhandensein eines lebenden Körpers zumindest in der Nähe der Empfangseinrichtung zu nachweisbaren Signalanteilen in den erwähnten Frequenzbereichen führt, ohne daß dabei eine Durchstrahlung mit einem Trägersignal vorgenommen musste.

Die Erfinder waren bereits mit der Empfangseinrichtung für elektromagnetische Signale und der Einrichtung zur Gewinnung von für lebende Körper charakteristischen Frequenzanteilen ohne zusätzliche abgestrahlte Signale in der Lage lebende Körper bis zu mindestens 3 m Entfernung oder in etwa der Entfernung eines Gebäudestockwerks sicher zu erfassen.

In der einfachsten Ausführungsform der Erfindung reichte bereits der später beschriebene Direktmodulator in Form eines Diodendirektempfängers für den Empfang der für lebende Körper charakteristischen Frequenzanteile.

Man setzte später Sender ein, mit welchen eine Durchstrahlung des Erfassungsgebietes vorgenommen wurde, und empfing reflektierte, transmittierte oder gestreute Strahlung, deren Untersuchung auf vorstehende Frequenzanteile den Nachweis für das Vorhandensein lebender Körper lieferte.

Um elektromagnetische Strahlung noch durch dichtes Haufwerk selbst in einiger Entfernung empfangen zu können, wurden Frequenzen der elektromagnetischen Strahlung von einigen hundert Megahertz bis etwa 10 Gigahertz eingesetzt, die eine hohe Eindringtiefe sicherstellten. Diese Strahlung erfuhr eine Phasenmodulation, die dem hochfrequenten Trägersignal um einige Hertz verschobene Seitenbänder zufügte. Ein Nachweis derart nahe beieinander liegender Frequenzbänder hätte mit herkömmlichen Empfangstechniken kurzzeitstabile Oszillatoren mit Abweichungen von weniger als 10^{-12} erfordert, was bisher bei vertretbarem Aufwand als unerreichbar galt. Dieses Problem wird durch die geringen empfangenen Signalleistungen weiter verschärft.

Ohne Bindung an eine theoretische Erklärung dieses Effektes ist vorstellbar, daß der als sich zeitlich änderndes Dielektrikum

9400950

Empfangseinrichtung umgebenden Raumes zeitlich ändert und diese Änderung thermischer, Hintergrund- oder anderen im Raum vorhandener Strahlung aufprägt. Festgehalten sei jedoch, daß die Vorrichtung selbst bei Abschirmung des die lebende Person und die Empfangseinrichtung umgebenden Raumes noch brauchbar funktionierte.

Nachfolgend werden einige der Vorteile der in den Unteransprüchen beschriebenen Ausführungsformen erläutert.

Der Übergang von Erfassung zur Ortung wird ermöglicht durch eine Empfangsantenne mit definierter Richtcharakteristik, die zur optimalen Anpassung an das räumliche Suchgebiet möglichst kleine Neben- oder Seitenkeulen, eine große Vorwärtskeule und eine so kleine Rückwärtskeule wie möglich aufweist.

Zunächst erscheint die Verwendung bekannter Phasendemodulatoren als naheliegend. Bekannt sind Homodyn-, Heterodyn-, PLL- (Phase Locked Loop-, phasenverrastete Schleifen-) Verfahren sowie die Anregung der Flanke eines lokalen Schwingkreises. Es hat sich jedoch herausgestellt, daß keines der vorstehenden Verfahren in der Lage war, mit (für eine portable Anwendung) vertretbarem Aufwand die erwünschten Ergebnisse zu liefern. Erst der Einsatz eines Direkt-Demodulators, mit welchem eine direkte Trennung der Modulationsfrequenz von der modulierten Frequenz ermöglicht wird, führte zu den gewünschten Ergebnissen. Es wird jedoch davon ausgegangen, daß bei entsprechendem apparativem Aufwand sowie verbesserten Schaltungsanordnungen vorstehende Verfahren im Rahmen vorliegender Erfindung anwendbar werden können.

Mit einem Bauelement mit nichtlinearer Strom/ Spannungskennlinie als frequenzselektivem Element konnte die Demodulation der interessierenden Frequenzanteile erreicht werden. Als Element mit nichtlinearer Kennlinie konnte eine Diode, ein bipolarer oder ein Feldeffekttransistor mit Erfolg verwendet werden. Diese Bauteile sind sowohl preisgünstig erhältlich als auch unkristisch bei ihrer Verwendung. Der optimale Arbeitsbereich dieser Bauteile von etwa 100 kHz bis 200 MHz konnte durch eine dem Demodulator vorgeschaltete Frequenzumsetzeinrichtung genutzt werden. Diese Frequenzumsetzeinrichtung fügte dem Signal zwar tolerierbare Verzerrungen im Zeitbereich hinzu, überlagerte jedoch nur geringes zusätzliches Rauschen.

Mit einer Sendeeinrichtung zum Senden eines elektromagnetischen Trägersignals mit festgelegter Frequenz konnte das zu empfangende

9400950

Signal angehoben werden; höchste Aufmerksamkeit mußte jedoch der Stabilität der Trägerfrequenz gewidmet werden, um unerwünschte Modulationen im interessierenden Frequenzbereich auszuschließen. Eine einfache quarzstabilisierte analoge Sendeschaltung mit einem Schwingkreis hoher Güte zeigte sich überraschenderweise nach ausreichender Einschwingzeit als geeigneter Oszillator.

Unter Verwendung einer Sendeantenne mit festgelegter Richtcharakteristik wird zusammen mit der Empfangsantenne eine Kreuzpeilung erreicht und die Ortung nicht nur in einer Raumrichtung, sondern in definierten dreidimensionalen Raumbereichen möglich.

Diese Ortung kann bei homogenem Haufwerk oder in freier Umgebung erfolgreich eingesetzt werden. Hierdurch die erfindungsgemäße Vorrichtung ebenfalls zur Objektüberwachung und/oder -sicherung verwendbar.

Mit einer Filtereinrichtung, einer dieser nachgeschalteten Abtasteinrichtung, einem A/D-Wandler und einer Recheneinrichtung zur Spektralanalyse und Darstellung läßt sich eine portable Vorrichtung aufbauen, die netzunabhängig betreibbar ist. Diese zum Teil auch hochintegriert erhältlichen Baugruppen gestatten darüber hinaus den preisgünstigen und kompakten Aufbau der Vorrichtung.

Der Einsatz eines analogen Abtastfilters zeigte anders als hochfrequente digitale Filtern keinerlei abträgliche zusätzliche Frequenzkomponenten und trug maßgeblich mit zur Qualität des erhaltenen Signals bei. Zusätzliche unerwünschte Signalanteile, wie z.B. Rauschen und überlagerte Störungen, wurden durch Begrenzung der Bandbreite des elektromagnetischen Signals vor der Abtastung und vor der A/D-Wandlung zu hohen Frequenzen hin vermieden.

Wichtig war auch der Einsatz eines analogen Hochpaßfilters zum Vermeiden niederfrequenter Anteile des frequenzabhängigen $1/f$ -Rauschens des Sendeoszillators und interner Baugruppen.

Das unerwartet gute Funktionieren der erfindungsgemäßen Vorrichtung läßt deren Verwendung auch auf anderen Gebieten zu.

So ist diese z.B. im medizinischen Bereich zur berührungsfreien Überwachung von Patienten-Lebensfunktionen verwendbar. In der Intensivmedizin besteht großes Interesse an einer möglichst

9400950

200194

ununterbrochenen Überwachung und/oder Aufzeichnung der Patienten-Lebensfunktionen. Sehr oft wird jedoch durch das Anbringen von Sensoren, wie z.B. Elektroden, die Beweglichkeit des Arztes oder des Patienten unerwünscht eingeschränkt. Eine in der Nähe des Patienten angebrachte erfindungsgemäße Vorrichtung gestattet die berührungsfreie Überwachung sogar in Fällen, bei welchen dies bisher nicht oder nur schwierig möglich war. Bei Opfern mit Brandverletzungen sowie in immunologisch kritischen Bereichen wird eine wesentlich unkompliziertere, vielleicht sogar erstmals mögliche Überwachung erreicht.

Über die stationäre Behandlung hinaus ist mit in Rettungsfahrzeugen angebrachten erfindungsgemäßen Vorrichtungen die Überwachung von Liegendpatienten schneller und einfacher, insbesondere in der äußerst kritischen ersten Bergungsphase bei Unfallopfern möglich.

Weiterhin ist die Überwachung von Kleinkindern auf Atemstillstand und/oder plötzlichen Kindstod mit erhöhter Sicherheit möglich, da die Gefahr des ungewollten Ablösens von Sensoren ausgeschlossen werden kann.

Für medizinische Anwendungen kann das empfangene, phasendemodulierte und digitalisierte Signal mit der inversen Transferfunktion der Empfangseinrichtung zu dessen Entzerrung gefaltet werden, um so zu einer korrekten Zeitdarstellung der Patienten-Lebensfunktionen zu kommen. Hierbei hat sich eine vollständige Pol-Nullstellen-Kompensation zumindest zweiter Ordnung bewährt.

Im Justizvollzug oder der Psychiatrie können suizidgefährdete Personen überwacht werden, ohne daß es der ständigen Aufsicht durch Betreuungspersonal bedarf.

Die Erfindung wird nachfolgend unter Bezugnahme auf die beigefügten Zeichnungen anhand beispielhafter Ausführungsformen im einzelnen beschrieben.

Es zeigen:

- Fig. 1 eine schematische Darstellung der Hauptbaugruppen einer Ausführungsform der erfindungsgemäßen Vorrichtung,
- Fig. 2 eine schematische Darstellung einer einfacheren Ausführungsform der erfindungsgemäßen Einrichtung mit deren Hauptbestandteilen,

9400950

200194

- Fig. 3 eine schematische Darstellung eines verwendeten Richtkopplers,
- Fig. 4 eine schematische Darstellung eines verwendeten Zirkulators,
- Fig. 5 und 6 schematische Darstellungen weiterer verwendeter Sende- und Empfangsanordnungen,
- Fig. 7 eine schematische Darstellung des Aufbaus der Auswertekette,
- Fig. 8 und 8a ein Flußdiagramm der implementierten Bearbeitungsschritte,
- Fig. 9 die räumliche Anordnung zur Durchführung von Versuchen mit der erfindungsgemäßen Vorrichtung,
- Fig. 10 eine schematische Darstellung einer Schaltung zur Pol-Nullstellen-Kompensation
- Fig. 11 bis 41 mit Ausführungsformen der erfindungsgemäßen Vorrichtung erhaltene Meßdaten,
- Fig. 42 ein schematisches Schaltbild einer Schaltung zur Pol-Nullstellen-Kompensation,
- Fig. 43 ein schematisches Schaltbild einer Schaltung zur Hochpass- und Anti-Aliasing-Tiefpassfilterung,
- Fig. 44 ein schematisches Schaltbild eines verwendeten Vorverstärkers,
- Fig. 45 ein Schaltbild des verwendeten Diodendirekt-empfängers,
- Fig. 46 ein Schaltbild einer der verwendeten Stromquellen.

Nachfolgend wird die Erfindung anhand einzelner Ausführungsformen beschrieben.

Fig. 1 zeigt eine Anordnung mit einem Sender 1 und einer Sendeantenne 2, die auf einer festen Frequenz senden, die vorzugsweise im Bereich einiger 100 MHz bis etwa 10 GHz liegt.

Die Sendeantenne 2 hat vorzugsweise eine keulenförmige, festgelegte Richtcharakteristik. Der Sender 1 und die Sendeantenne 2 sind je nach Ausführungsform der Erfindung als portable Einheit ausgebildet oder stationär montiert.

Die portable Einheit weist vorzugsweise einen batterie- bzw. akkumulatorgespeisten Sender sowie eine mechanisch so gelagerte

9400950

20.01.94

Sendeantenne 2 auf, daß beliebige Richtungen der Sendeantenne 2 einstellbar sind.

Die im Ganzen mit 3 bezeichnete Empfangseinrichtung, die in einer einfacheren Ausführungsform in Fig. 2 dargestellt ist, umfaßt eine Empfangsantenne 4, die bei portablen Ausführungsformen zur Ortung lebender Körper vorzugsweise eine definierte Richtcharakteristik mit kleinen Neben- oder Seitenkeulen, einer großen Vorwärtskeule und einer kleinen Rückwärtskeule aufweist. Bei stationären Ausführungsformen ist die Empfangsantenne 4 gebäude- oder fahrzeugfest montiert.

Die Empfangsantenne 4 ist mit einem Direktmodulator 5 verbunden, der aus dem empfangenen elektromagnetischen Signal die für lebende Körper charakteristischen Frequenzanteile demoduliert. Diese Demodulation wird als Phasen- oder Frequenzdemodulation durchgeführt und kann bereits am Ausgang des Direktmodulators 5 die erwünschten Frequenzanteile bereitstellen.

In erfindungsgemäßer Weise können jedoch beliebige andere Empfangsprinzipien als die nachfolgend beschriebenen Demodulationsprinzipien eingesetzt werden, soweit die hierfür notwendigen Voraussetzungen erfüllt werden.

Gegenüber der in Fig. 45 dargestellten Ausführungsform des Direktdemodulators kann dieser auch aus einer Gleichrichterbrücke bekannter Bauart bestehen, die zu einem spannungsverdoppelten oder spannungsvervierfachen Nutzsignal führt.

In weiterer Ausgestaltung umfaßt die Empfangseinrichtung 3 eine dem Demodulator 5 vorgeschaltete Frequenzumsetzeinrichtung 6, die als Konverter im Megahertz bis Terrahertz empfangende Signale in Frequenzbereiche umsetzt, bei welchen der Direktdemodulator 5 erhöhte Empfangsleistungen zeigt. Bei Verwendung von Dioden, einem bipolaren oder einem Feldeffekttransistor liegt dieser geeignete optimale Arbeitsbereich bei etwa 100 kHz bis 200 MHz.

Dem Direktdemodulator nachgeschaltet ist eine Filtereinrichtung 7 zum Ausfiltern unerwünschter Signalanteile, welche die Bandbreite des elektromagnetischen Signals vor der Abtastung (vor der Analog/Digital-Wandlung) zu hohen Frequenzen hin begrenzt. Diese Filtereinrichtung 7 begrenzt die Bandbreite ebenfalls zu niedrigen Frequenzen hin. Der dem Filter 7 nachgeschaltete Verstärker 8 erhöht die Spannung oder in alternativer Ausgestaltung den Strom der

9400950

empfangenen Signale und führt diese zur Abtastung einem Analog/Digital-Wandler 9 zu.

Nach Analog/Digital-Wandlung werden die für lebende Körper charakteristischen Frequenzanteile durch eine Recheneinrichtung 10 zur Spektralanalyse aufbereitet und spektral dargestellt. Hierbei gibt die Intensität der Frequenzanteile, die für lebende Körper charakteristisch sind, Aufschluß über das Vorhandensein dieser Körper.

Bei zeitlicher Auswertung der Signale wird das digitale Signal zu seiner Entzerrung mit der inversen Transferfunktion der Empfangseinrichtung 3 gefaltet.

Nachfolgend werden Grundlagen vorgestellt und mit Ausführungsformen der erfindungsgemäßen Vorrichtung erhaltene experimentellen Ergebnisse angegeben.

Theoretischer Ansatz

Für elektrische und magnetische Felder sowie die Komponenten des elektromagnetischen Feldes gilt an ladungs- und stromfreien Grenzflächen:

$$\begin{aligned} D_{n1} &= D_{n2} & E_{t1} &= E_{t2} \\ B_{n1} &= B_{n2} & H_{t1} &= H_{t2} \end{aligned}$$

Das Medium sei lokal isotrop und ladungsfrei. Dann gilt:

$$D = \epsilon E \quad B = \mu H \quad J = \sigma E$$

Nach Separation der harmonischen Zeitabhängigkeit $e^{i\omega t}$ erfüllen E und H die Wellengleichung:

$$\Delta H = -\tau^2 H \quad \Delta E = -\tau^2 E$$

mit $\tau^2 = \omega^2 \mu \epsilon - i\omega \mu \sigma$,

$$\Delta = \text{grad}$$

Die Ausbreitungskonstante τ kann in einen Realteil, die Phasenkonstante α , und in einen Imaginärteil, die Dämpfungskonstante β , zerlegt werden. Die Phasenkonstante ist identisch mit der Wellenzahl k .

$$\alpha = \omega * (\mu \epsilon / 2 * (1 + (\sigma / (\omega \epsilon))^2)^{1/2} + 1)^{1/2}$$

$$\beta = \omega * (\mu \epsilon / 2 * (1 + (\sigma / (\omega \epsilon))^2)^{1/2} - 1)^{1/2}$$

Die elektromagnetischen Wellen breiten sich nun in positiver z-Richtung aus. Dann gilt

$$E = E_0 e^{-i\tau z} * e_x$$

$$H = ((\sigma + i\omega \epsilon) / (i\omega \mu))^{1/2} * E_0 e^{-i\tau z} * e_y$$

Der Quotient $Z = E/H$ definiert den Wellenwiderstand des Mediums, der von den charakteristischen Materialeigenschaften und der Frequenz

9400950

10

abhängt. Z ist im allgemeinen komplex und kann durch Betrag und Drehwinkel ausgedrückt werden.

$$Z = \left(\frac{\sigma + i\omega\epsilon}{i\omega\mu} \right)^{1/2} = |Z| e^{i\theta}$$

$$|Z| = \frac{(\mu/\epsilon)^{1/2}}{(1 + (\sigma/(\omega\epsilon))^2)^{1/4}}$$

$$\theta = \arctan (\sigma/(\omega\epsilon))$$

Im Vakuum gilt $Z = 120\pi \approx 377 \Omega$

Die propagierende Welle kann nun wie folgt beschrieben werden:

$$E(z,t) = E_0 e^{-\beta z} e^{i(\omega t - \alpha z)} * e_x$$

$$H(z,t) = E_0/|Z| e^{-\beta z} e^{i(\omega t - \alpha z)} * e_y$$

Für bei niedrigen Frequenzen gute Leiter ($\sigma \gg \omega\epsilon$) gilt

$$\beta \approx (\omega\mu\sigma/2)^{1/2} = (\pi f\mu\sigma)^{1/2}$$

Da $[\beta] = 1/m$, definiert $\beta^{-1} = \delta$ die Eindring- oder Skintiefe.

$$\delta = (\pi f\mu\sigma)^{-1/2}$$

Mit Hilfe des Wellenwiderstands lassen sich die einzelnen Anteile einer senkrecht auf eine Trennfläche zwischen zwei Medien einfallenden elektromagnetischen Welle ausdrücken. Zwischen den Amplituden der einfallenden (i), reflektierten (r) und transmittierten (t) Welle besteht folgender Zusammenhang:

$$\frac{E_0^r}{E_0^i} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad \frac{H_0^r}{H_0^i} = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

$$\frac{E_0^t}{E_0^i} = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad \frac{H_0^t}{H_0^i} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2}$$

Bei streifendem Einfall entstehen unter Berücksichtigung des Einfall- und Austrittswinkels die Fresnelschen Formeln. Unterliegt der Abstand zwischen Sender, Grenzfläche und Empfänger einer zeitabhängigen Veränderung, so findet an der Grenzfläche eine Amplituden- und Phasenmodulation der reflektierten Welle statt. Ohne Einschränkung durch eine theoretische Darstellung wird derzeit davon ausgegangen, daß das hier vorgestellte Detektionsverfahren für lebende Verschüttete basiert auf den Informationen, die dem empfangenen Signal durch die

9400950

11
20.01.94

Modulation aufgeprägt werden. Beispielhaft sollen anhand des Herzens die auftretenden Signalanteile dargestellt werden.

Herzmodell

Das Herz ist ein in vier Volumina (rechter und linker Vorhof, rechte und linke Kammer) aufgeteilter Hohlmuskel, der als Pumpe wirkt und den Blutkreislauf in Gang hält. Im Ruhezustand wird bei 60 Schlägen pro Minute je Herzschlag ein Volumen von 60 ml gepumpt, was einer Förderleistung von 3,6 l/min entspricht. Bei Bewegung erhöht sich die Schlagfrequenz auf 70/min, das Schlagvolumen auf 80 ml und die Förderleistung auf 5,6 l/min. Unter Belastung werden bei 140 Schlägen pro Minute und 100 ml Schlagvolumen Fördervolumina von 14 l/min erreicht. Als Faustregel für die Schätzung der Größe des Herzmuskels gilt der Umfang der rechten Faust. Die äußere Form ähnelt einem Kegelstumpf. Die Herzwand besteht aus drei Schichten: Innen das Endokard, dann die Muskelschicht (Myokard) und der äußere Überzug, das Epikard. Um eine Abschätzung der zu erwartenden Effekte zu erhalten, modellieren wir das Herz durch eine sich kontrahierende und expandierende Kugel.

Bei einem Umfang von $U=30$ cm und einer Volumenänderung von $\delta V=60$ ml gilt:

$$\delta r = \frac{U}{2\pi} - \left(\frac{U^3}{4\pi \cdot 6\pi^2} - \delta V \right)^{1/3}$$

so daß mit einer Radiusänderung von $\delta r=2,2$ mm gerechnet werden kann. Bezogen auf den gesamten Brustkorb mit $U=1$ m kann noch ein δr von 0,2 mm an der Körperoberfläche erwartet werden.

Aus der Ortsverschiebung resultiert eine Laufzeitveränderung und damit eine Phasenverschiebung:

$$\Delta t = 2 * \delta r / c$$

$$\Delta \Phi = w * \Delta t$$

$$= 4 * \pi * f * \delta r / c$$

Die aus den radialen Änderungen resultierende Phasenmodulation ist entfernungsunabhängig und beträgt bei den verwendeten Arbeitsfrequenzen:

94.00950

12
20.01.94

Frequenz	Herzoberfläche	Körperoberfläche
440 MHz	$0,2^\circ \equiv 0,06 \%$	$2,3^\circ \equiv 0,65 \%$
1,3 GHz	$0,6^\circ \equiv 0,17 \%$	$6,9^\circ \equiv 1,9 \%$
2,4 GHz	$1,2^\circ \equiv 0,32 \%$	$12,7^\circ \equiv 3,5 \%$
5,76 GHz	$2,7^\circ \equiv 0,75 \%$	$29,6^\circ \equiv 8,2 \%$
10,386 GHz	$5^\circ \equiv 1,4 \%$	$54,8^\circ \equiv 15,2 \%$

Die Amplitudenänderung durch die radiale Oberflächenvariation ist so klein, daß eine Messung bisher als aussichtslos erschien und Fachleute auf diesem Gebiet davon ausgehen mussten, daß der erfindungsgemäße Erfolg unter Verwendung elektromagnetischer Strahlung nicht erreichbar sein konnte.

Da bei Kugelwellen E und B mit $1/r$ und damit der Pointing-Vektor mit $1/r^2$ abnimmt, besteht zwischen der abgestrahlten Leistung P_{TX} und der empfangenen Leistung P_{RX} eine $1/r^4$ -Abhängigkeit, da ein Teil der am zu detektierenden Objekt ankommenden Leistung P_{VP} als Quelle wirkt.

$$P_{VP} = a \frac{P_{TX}}{r^2}$$

$$P_{RX} = b \frac{P_{VP}}{r^2} = ab \frac{P_{TX}}{r^4}$$

Bei einer Entfernung r und einer Amplitudenvariation δr besteht folgende relative Leistungsänderung:

$$\delta P/P = 4\delta r/r$$

und damit folgende zu erwartende Spannungsänderung:

$$\delta U/U = 2\delta r/r$$

Entfernung	Herzoberfläche	Körperoberfläche
3 m	0,013 %	0,15 %
10 m	0,004 %	0,04 %

94.00950

Dabei muß aber bedacht werden, daß die in den Körper eindringenden und am Herzen reflektierten Wellen einer stärkeren Dämpfung als die an der Körperoberfläche reflektierten Wellen unterliegen, so daß die Absolutwerte der empfangenen Leistungen entsprechend geringer ausfallen.

Da der Nachweis dieser Signale äußerst schwierig ist, sei nachfolgend der Direktempfänger mit dem nichtlinearen Element anhand eines Diodendirektempfängers beschrieben.

Diodendirektempfänger

Das reflektierte Signal ist phasenmoduliert. Der Nachweis dieser Modulation ist mit den üblichen Empfangstechniken für FM (Frequenzmodulation) und PM (Phasenmodulation) nicht oder nur unter extremen Schwierigkeiten möglich. Um ein mit 0,2 Hz phasenmoduliertes Signal z.B. bei 10 GHz auf $0,2 \pm 0,02$ Hz genau nachzuweisen, wären kurzzeitstabile, synchronisierte Oszillatoren mit Abweichungen von kleiner 10^{-12} notwendig. Dies erschien bisher als technisch nicht realisierbar.

Es wurde daher nach einem Weg gesucht, die Modulation des empfangenen Signals direkt nachzuweisen. Das reflektierte Signal kann wie folgt dargestellt werden:

$$f(t) = r(t) * e^{i(w(t)*t + a(t)*\sin(\Omega(t)*t))}$$

Es wird angenommen, daß sich die Amplitude und die Trägerfrequenz bis auf das unvermeidliche Rauschen im Sekundenbereich nicht verändern und daß die Modulationstiefe konstant bleibt. Dann gilt:

$$f(t) = r * e^{i(wt + \Delta\Phi(t))}$$

$$= r * e^{iwt} * e^{i\Delta\Phi(t)}$$

$$= r * (\cos(wt) + i\sin(wt)) * (1 + i\Delta\Phi(t) - 1/2\Delta\Phi^2(t) - \dots)$$

Bei sinusoidaler Modulation $\Delta\Phi(t) = a\sin(\Omega t)$ gilt

$$f(t) = r * [\cos(wt) - 1/2 a^2 \cos(wt) \sin^2(\Omega t) - a \sin(wt) \sin(\Omega t) + \dots + i * (\sin(wt) + a \cos(wt) \sin(\Omega t) + \dots)]$$

Diese Reihe kann auch als das Spektrum einer Trägerfrequenz w mit amplitudenmodulierten Seitenbändern im Abstand Ω und den Amplitudenfaktoren a interpretiert werden.

Frequenz	Wichtung
w	1
$w \pm \Omega$	a
$w \pm 2\Omega$	a^2
$w \pm 3\Omega$	a^3

Die Phasenmodulation führt somit zu einer Reihe von äquidistanten Seitenbändern mit stark fallender Amplitude. Der Strom durch ein Bauelement mit nichtlinearer Kennlinie bei eingepprägter Spannung lässt sich durch eine Potenzreihe ansetzen:

$$I = a + b \cdot U + c \cdot U^2 + d \cdot U^3 + \dots$$

In der Praxis werden die folgenden Abkürzungen verwendet:

$$I = I_0 + S \cdot U + T/2 \cdot U^2 + W/6 \cdot U^3$$

mit $S \equiv$ Steilheit

$T \equiv$ Krümmung

$W \equiv$ Krümmungsänderung

Höhere Terme werden jedoch in der Kleinsignalnäherung nicht betrachtet. Unter Kleinsignalbetrieb verstehen wir folgende Einstellung einer beliebigen, zeitabhängigen Betriebsgröße $f(t)$:

$$\frac{|f_m(t) - f(t)|}{f_m(t)} \ll 1$$

mit

$$f_m(t) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} f(\tau) d\tau$$

Bauelemente mit weitestgehend quadratischen Kennlinien sind Feldeffekt-Transistoren, Bauelemente mit exponentiellen Kennlinien, die stückweise als quadratisch approximiert werden können, Dioden und Transistoren. Wird nun als eingepprägte Spannung die Summe zweier Frequenzen angelegt, so entstehen folgende Terme:

15.
200194

$$\begin{aligned}
 U(t) &= U_1 \cos(w_1 t) + U_2 \cos(w_2 t) \\
 I(t) &= I + \quad \quad \quad \text{(Vorstrom)} \\
 &+ T/4 * (U_1^2 + U_2^2) + \quad \quad \quad \text{(Richtstrom)} \\
 &+ S * (U_1 \cos(w_1 t) + U_2 \cos(w_2 t)) + \quad \quad \quad \text{(Grundwelle)} \\
 &+ T/4 * (U_1^2 \cos(2w_1 t) + U_2^2 \cos(2w_2 t)) + \quad \quad \quad \text{(erste Oberwelle)} \\
 &+ T/2 * U_1 * U_2 * (\cos((w_1 - w_2)t) + \cos((w_1 + w_2)t)) + \quad \quad \quad \text{(Differenz- und Summenfrequenz)}
 \end{aligned}$$

Ist ein quadratischer Term vorhanden, so treten neben dem Richtstrom auch Differenzfrequenzen auf. Um das phasenmodulierte Signal, welches von der zu detektierenden Person reflektiert wird, zu demodulieren, kann somit in überraschender Weise trotz höchster Anforderungen an das Frequenzverhalten bereits ein gewöhnlicher Gleichrichter eingesetzt werden. An der nichtlinearen Kennlinie wird das phasenmodulierte Signal eingepreßt, und es entstehen Ströme, die proportional der Phasenmodulationsfrequenz Ω und deren Vielfachen $k * \Omega$ sind. Die Kurvenform der Modulation bleibt aufgrund des Demodulationsprinzips nicht erhalten, es hat sich jedoch herausgestellt, daß diese Änderungen der Kurvenform für die meisten erfindungsgemäßen Anwendungen unkritisch sind, da für diese der Nachweis der Modulation ausreichend sein kann.

Das Signal-Rausch-Verhältnis bestimmt bei direktem Nachweis die Empfindlichkeitsgrenze. Eine Abschätzung ist zwar möglich, aber nicht ergiebig, da verschiedene Faktoren, wie Antennengewinn, Dämpfung und das Rauschverhalten der diversen Baugruppen nicht exakt bekannt sind aber dennoch die erzielbaren Resultate stark beeinflussen.

Einfacher ist die Abschätzung, wenn von den überraschenden erzielten numerischen Ergebnissen ausgegangen wird. Für die Atmungsfrequenz wurden S/N-Werte über 46 db, für den Herzschlag Werte von 26 dB in einer Entfernung von 3 m und bei Oszillatorleistungen von ca. 5 mW erzielt. Unter der Annahme, daß Kugelwellen emittiert werden, besteht zwischen Sende- und Empfangsleistung eine zur zweiten Potenz der Entfernung umgekehrt proportionale Beziehung. Für das Verhältnis der Amplituden der Atmungsfrequenz U_A zum Rauschen U_N bzw. der Herzfrequenz U_H zum Rauschen kann daher abgeschätzt werden:

$$\frac{U_A}{U_N} = 2,5 * 10^4 \frac{\sqrt{P}}{r^2}$$

9400950

16
200194

$$\frac{U_H}{U_N} = 2,5 \cdot 10^3 \frac{\sqrt{P}}{r^2}$$

Die Empfangsgrenze bei einer Sendeleistung von 1 W liegt dann bezüglich des Herzschlags bei ca. 50 m und bezüglich der Atmung bei typ. 160 m. Antennen mit höherem Gewinn und rauscharme Komponenten können diese Werte in erfindungsgemäßer Weise entsprechend erhöhen. Damit sind auch für Bodenschichten mit mehreren Metern Mächtigkeit noch ausreichende Empfangssignale zu erwarten.

Mit einer einstellbaren Stromquelle wurden die Kennlinien verschiedener Dioden aufgenommen und durch Ausgleichs-rechnung an die theoretische Diodenkennlinie angepaßt. Die Stromquelle umfaßte 4 Zehnerpotenzen, von 100 nA bis 1 mA, in logarithmischer Stufung und eignete sich zur punktuellen Kennlinienaufnahme von Halbleiterbauelementen.

Durch Anschluß an einen Spektrumanalysator konnte auch bezüglich des Rauschverhaltens selektiert werden. Die Parameter der in der Tabelle aufgeführten Dioden zeigen, daß im Prinzip nahezu alle Dioden, wenn auch nicht optimal, so doch jedenfalls brauchbar sind.

Die bezüglich Sättigungsstrom I_0 und Temperaturspannung $U_T = kT$ ideale Diode ist die Si-Leistungsdioden 1N4004, deren Eignung als Gleichrichter allerdings zu hohen Frequenzen durch die große Sperrschichtkapazität eingeschränkt ist.

Danach folgt die Kleinsignal Si-Diode 1N4148, dann die Si-Schottky-Diode BAT 46 und schließlich die beiden Ge-Dioden AA116 und AA144. Die Messungen zeigen, daß Ge-Dioden keineswegs generell durch Schottky-Dioden ersetzt werden können. Bei einem gegebenen Strom besitzen die Ge-Dioden eine kleinere Durchlaßspannung und eine weit höhere Ausgangsleistung bei Betrieb als Gleichrichter.

Die Ge-Dioden sind "heißer" als die Si-Dioden, wenn man T als $T = U_T/k$ interpretiert. Dies ist aber keine physikalisch meßbare und verwertbare Temperatur. Die Si-Leistungsdioden sind in diesem Sinne am kältesten, die Schottky-Diode liegt im Mittelfeld.

$$I = I_0 (e^{\frac{U}{U_T}} - 1)$$

9400950

17.
20.01.94

Diode	I ₀	U _T
1 N 4004	89 fA	22,4 mV
1 N 4148	1,7 pA	26,4 mV
BAT 41	60 nA	25,7 mV
Bat 46	168 nA	27,4 mV
AA 116	4,3 µA	56,7 mV
AA 144	7,7 µA	53,0 mV

Sonstige brauchbare Dioden:

AAY 27, OA 85, AA 116, AA 112, 1 N 34, OA 81, OA 80, OA 150, OA 161, OA 361, OA 365, OA 366, 1 N 63, 1 N 140, 1 N 34A, OA 95, 1 N 60, 1 N 270, 1 N 295, AA 113, AA 119, OA 90, AAY 11, 1 N 995.

Ein Diodendirektempfänger wurde jeweils für 440 MHz, 1,3 GHz, 2,4 GHz, 5,6 GHz und 10 GHz abgeglichen. Für 4 der 5 Frequenzen wurden Empfangsantennen mit Diodendirektempfänger aufgebaut:

440 MHz : Halbwellendipol mit $v=0,940$, $Z=60,5 \Omega$
und BAT 46

1,3 GHz : Halbwellendipol mit $v=0,906$, $Z=57,4 \Omega$
und BAT 46

2,4 GHz : Halbwellendipol mit $v=0,940$, $Z=60,5 \Omega$
und BAT 46

5,6 GHz : Ganzwellen-Dreieckflächendipol mit $v=0,73$,
 $Z=140 \Omega$ und BAT 46

Bereits bei diesem Empfänger sank die Empfindlichkeit gegenüber dem 2,4 GHz Empfänger stark ab. Bei 10 GHz war keine verwertbare Spannung mehr nachweisbar, so daß auf den Bau eines 10 GHz Diodendirektempfängers verzichtet wurde. Die zur Verfügung stehenden Dioden zeigen bei derart hohen Frequenzen keinen verwertbaren Gleichrichtereffekt mehr.

Da erfindungsgemäß Signale, die von Experten als unterhalb der Meßgrenze liegend eingestuft worden waren, ist den verwendeten Antennentypen starke Aufmerksamkeit geschenkt worden.

94.00950

Antennen

Antennen dienen zur Abstrahlung des Sendesignals und zum Empfang des reflektierten Signals. Daraus resultieren verschiedene erfindungsgemäße Anforderungen, die an die Antennen gestellt werden. Eine ausgeprägte Richtwirkung ist notwendig, um die Antennen optisch auf ein Ziel ausrichten zu können. Damit verknüpft ist der Gewinn, der aus der Einengung des Strahlraumwinkels gegenüber dem vollen Raumwinkel resultiert. Gleichzeitig vergrößert sich die Wirkfläche der Antenne proportional. Das Vor-Rück-Verhältnis muß so groß wie nur möglich gemacht werden, um keine Signale zu empfangen, die entgegen der Hauptabstrahlrichtung einfallen. Auch Nebenkeulen müssen aus diesem Grunde minimiert werden. Das gesamte Strahlungsdiagramm sollte somit eine möglichst enge Hauptkeule und keine Nebenkeulen aufweisen.

Die Eingangsimpedanz der Antennen kann und soll in erfindungsgemäßer Weise so an reele oder komplexe Impedanzen angepaßt werden, daß bei Sendern eine Leistungsanpassung und bei Empfängern eine Rauschanpassung erzielt wird. Die Erfüllung dieser Forderungen durch eine Antennenbauform ist jedoch nicht gleichzeitig möglich. Die nachfolgend aufgeführten Antennenbauformen wurden im Hinblick auf ihr Vor-Rück-Verhältnis nach Literaturangaben und im Hinblick auf ihre Realisierbarkeit bezüglich der Bauform und -größe untersucht und im Hinblick auf ihre erfindungsgemäße Verwendbarkeit bewertet. Als Material wurde Messing-, Kupfer- und Aluhalbzeug sowie Epxoyd-Platinen eingesetzt.

19.
200194

Antennenstruktur	Vor-Rück-Verhältnis	Realisierbarkeit (kritisch bei:)
Uda-Yagi	gut	> 5 GHz
Uda-Yagi mit Reflektor	sehr gut	> 5 GHz
Loop-Yagi	gut	> 3 GHz
Quad	gut	> 3 GHz
Quagi	gut	> 3 GHz
Quagi mit Reflektor	sehr gut	> 3 GHz
Logarithmisch- periodischer Dipol	sehr gut	> 5 GHz
Corner-Reflektor	sehr gut	> 5 GHz
Reflektorwand	sehr gut	gut
Hornstrahler	gut	< 2 GHz
Rohrstrahler	gut	< 2 GHz
Rohrstrahler mit Reflektorscheibe	sehr gut	< 2 GHz
Wendelantenne	gut	gut
Helicone	sehr gut	gut
Rotationsparaboloid	mäßig	Speisung
Zylinderparaboloid	mäßig	Speisung
Cassegrain	schlecht	Speisung
Mikrostreifen- leitungsantennen	mäßig	In jeder Hinsicht

Mikrostreifenleitungsantennen bieten den Vorteil, mit einfachen Mitteln und ohne großen Aufwand Antennenstrukturen mit definierter Polarisierung und - bei entsprechender Größe - hohem Gewinn zu realisieren. Die Baugröße hängt wesentlich von den dielektrischen Eigenschaften des Trägermaterials ab. Gleichzeitig muß gewährleistet sein, daß das Substrat geringe Verluste im Arbeitsfrequenzbereich besitzt. Bis zu Frequenzen von 3 GHz reicht Glasfaser-Epoxy-Material als Träger aus, darüber müssen verlustärmere Substrate verwendet werden. Die Skalierung

9400950

der Elemente erfolgt invers proportional zur Wurzel aus der effektiven Dielektrizitätskonstante, die sich aus der Schichtdicke und den Leiterbahnbreiten berechnet. Die Leiterbahnbreiten wiederum hängen vom geforderten Wellenwiderstand ab.

Mit den uns zur Verfügung stehenden Mitteln war es nicht möglich, die für Frequenzen von 5,6 GHz und 10,368 GHz erforderliche Präzision der geätzten Leitungselemente zu erzielen, um zufriedenstellende Mikrostreifenleitungsantennen zu realisieren. Die breitbandige logarithmisch-periodische Dipolantenne ließ sich dagegen in geätzter Form aufbauen.

Alle verwendeten Antennen sind Endfire-Antennen, da Backfire-Antennen vergleichbarer Abmessungen stets ein schlechteres Vor-Rück-Verhältnis aufweisen, da die Wellenleiterstruktur in Rückwärtsrichtung angeregt werden muß. Die Antennen sollten so breitbandig wie möglich sein, da auf einen Abgleich verzichtet werden sollte. Als breitbandige Antennen mit sehr gutem Vor-Rück-Verhältnis sind logarithmisch periodische Strukturen bekannt. Durch die logarithmische Stufung der Wellenleiterstrukturen wird einerseits Breitbandigkeit und andererseits eine ausgeprägte Richtwirkung erreicht. Daß der Gewinn verglichen mit resonanten Antennen vergleichbarer Abmessung geringer ausfällt, stört für den erfindungsgemäßen Anwendungsfall in der Regel nicht.

Die Polyconeantenne kann die Rotationsparaboloidantenne ersetzen, da Abweichungen von der Paraboloidgestalt, die kleiner als ein Zehntel Wellenlänge sind, sich nicht negativ auf das Verhalten der Antenne auswirken. Selbst bei einem Fünftel der Wellenlänge bleibt der Verlust an Verstärkung unter 2 dB und kann somit für die meisten Fälle vernachlässigt werden. Die technisch aufwendig zu realisierende Bauform des Paraboloidreflektors kann somit ohne Nachteile durch den einfacher realisierbaren Polycone-Reflektor ersetzt werden. Die Speisung ist allerdings vergleichbar aufwendig, und auch das Vor-Rück-Verhältnis verbessert sich erst mit Reflektoren, die groß gegenüber der Wellenlänge sind und deren Ausleuchtung sich auf den inneren Bereich beschränkt. Im Anhang sind die Grundlagen der Polycone-Antenne ausgeführt.

Mit Hilfe der Maxwell-Gleichungen können Hohlleiterstrukturen und Antennen dimensioniert werden. Die im zylindrischen Hohlleiter propagierenden Wellen genügen der Gleichung (d bezeichne hier die partielle Ableitung, l die Wellenlänge)

2019

$$\frac{d^2 E}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dE}{dr} + \frac{1}{r^2} \frac{d^2 E}{d\phi^2} + \left(\frac{4\pi}{l^2} - h^2 \right) E = 0$$

mit der Phasenkonstanten $h = 2\pi (1/l^2 - 1/l_g^2)^{1/2}$

Die Lösung dieser Gleichung lautet bei Endlichkeit des elektrischen Feldes im Ursprung:

$$E = c_1 J_m(2\pi r/l_g) \cos(m\phi)$$

Aus der Randbedingung folgt:

$$J_m(2\pi R/l_g) = 0$$

$$l_g = 2\pi R/g_{nm}$$

wobei g_{nm} die Nullstellen der Bessel-Funktion bezeichnet. Durch Wahl der Abmessungen R des zylindrischen Hohlleiters kann nun die Wellenlänge festgelegt werden, die sich im Innern des Hohlleiters fortpflanzen kann.

$H_{11}(TE_{11})$:	$g_{11} = 1,84$	$l = 3,41 R$
$E_{01}(TM_{01})$:	$g_{01} = 2,405$	$l = 2,61 R$
H_{21}	:	$g_{21} = 3,054$	$l = 2,05 R$
$H_{02} = E_{11}$:	$g_{02}=g_{11} = 3,832$	$l = 1,64 R$

Der H_{11} -Mode besitzt den Nachteil, daß sich die Orientierung des Feldes an Diskontinuitäten an der inneren Oberfläche des Rohres drehen kann, wodurch die Polarisierung gedreht wird. Beim E_{01} -Mode ist aufgrund der Symmetrie die Orientierung bedeutungslos. Um den Problemen mit der Polarisierung aus dem Weg zu gehen, wurden bei unseren Versuchen bei den beiden höheren Frequenzen (5,6 GHz und 10,368 GHz) jeweils eine zirkular polarisierte Antenne - einmal als Empfangsantenne, einmal als Sendeantenne - verwendet. Dadurch treten zwar sicher Verluste von typisch 3 dB auf, diese sind aber klein im Vergleich zu den Verlusten, die bei gegeneinander verdrehten linear polarisierten Antennen entstehen können.

Folgende Antennen wurden eingesetzt:

1. Quagi mit Reflektorwand für 440 MHz

Der Erreger besteht aus einer quadratischen Schleife mit 664 mm Umfang. Die Reflektorwand wurde aus kupferkaschierten Platten mit 500 mm Breite und 270 mm Höhe gefertigt. Reflektorwand, Erreger und insgesamt vier Direktoren sind mit einem Kupferrohr als Träger verlötet.

9400950

2. Dual-Loop-Dipol mit Reflektorwand für 1,3 GHz

Der Erreger besteht aus zwei kreisförmigen, parallelgeschalteten Schleifen vor einer ebenen Reflektorwand aus kupferkaschiertem Material mit 240 mm Breite und 180 mm Höhe.

3. Logarithmisch periodische Dipolantenne geätzt für 1,3 GHz bis 2,4 GHz

Als Parameter wurden gewählt: $\alpha=27^\circ$ und $\tau=0,81$

Damit wird ein Gewinn von $G=5,5$ dBd und ein Eingangswiderstand von ca. 95Ω erzielt. Trotz der resultierenden Fehlanpassung zeigte die Antenne in der Praxis ausgezeichnete Sende- und Empfangseigenschaften. Die Antenne zeigte bereits ab 900 MHz Anpassung; das Platinenmaterial überstand den Mikrowellen-Test mit leichter Erwärmung, ist also für diese Frequenzen noch geeignet.

4. 90°-Corner-Reflektor-Dipol für 2,4 GHz

Die beiden Reflektoren bestehen aus kupferkaschierten Platten mit 160 mm Breite und 115 mm Schenkellänge. Der Dipol ist in 35 mm Entfernung von der 90°-Ecke angebracht.

5. Rohrstrahler 2,4 GHz

Die Antenne besteht aus einer Metallbüchse mit 98 mm Durchmesser und 178 mm Länge. Einsetzbar sind die logarithmisch-periodischen Yagi-Antennen, der 2,4 GHz Rohrstrahler und die 90° Winkelreflektorantenne.

6. Rohrstrahler 5,6 GHz

Der Strahler besteht aus einem Messingrohr mit 38 mm Innendurchmesser und einer Wandstärke von 1 mm. Die Gesamtlänge beträgt 96 mm. Sowohl die 5,6 GHz als auch die 10,368 GHz Antennen sind mit SMA-Buchsen als Anschlüssen ausgerüstet.

7. Helicalantenne mit planarem Reflektor für 5,6 GHz

Die Antenne besteht aus 5 Windungen vor einem runden Reflektor mit 100 mm Durchmesser.

8. Helicalantenne mit Polycon-Reflektor für 10,368 GHz

Die Wendel besitzt 5,5 Windungen vor einem konischen Reflektor mit 24 mm Durchmesser des ebenen Reflektors und 82 mm Durchmesser des konischen Reflektors. Der konische Reflektor sorgt für eine verbesserte Nebenkeulenunterdrückung.

9. Hornantenne für 10,368 GHz

Das Horn besitzt eine Trichteröffnung von 120 mm Breite und 60 mm Höhe bei einer Länge von 66 mm. An den Mund ist ein rechteckiger Hohlleiter als Speiseleitung angeschlossen. Dieser wird in $l_g/4$ Abstand von seinem kurzgeschlossenen Ende mit einem $l/4$ Monopolstrahler erregt.

Richtkoppler

Der Richtkoppler ist ein Vierpol, der zwischen einlaufenden und auslaufenden Wellen eine Trennung vornehmen kann, so daß eine Antenne gleichzeitig sowohl zum Senden als auch zum Empfang benutzt werden kann. Als Richtkoppler verwendeten wir eine aus zwei geätzten Kopplern bestehende in Figur 3 schematisch dargestellte Anordnung. Im praktischen Betrieb zeigte sich ein deutlicher Empfindlichkeitsverlust gegenüber der Anordnung mit zwei Antennen.

Zirkulator

Der Zirkulator ist ebenso wie der Richtkoppler ein Bauelement, das ein- und auslaufende Wellen trennen kann. Der für unsere Messungen verwendete, in Figur 4 schematisch dargestellte 3-Tor-Zirkulator für 1,3 GHz leitet die an ein Tor einfallenden Wellen jeweils an das im Drehsinn nächste Tor weiter. Der Zirkulator wird vom lokalen Oszillator angesteuert und leitet die Energie an die Antenne weiter. Von der Antenne empfangene Strahlung wird vom Zirkulator an den Empfangskonverter weitergeleitet. Auch hier zeigte sich eine geringfügige Verringerung der Empfindlichkeit gegenüber einem Antennenpaar.

Der Richtkoppler besitzt bezüglich des empfangenen Signals eine Dämpfung von 4 dB, der Zirkulator besitzt lt. Datenblatt eine Dämpfung von 0,32 dB. Die beobachtete Verminderung der Empfindlichkeit kann mit diesen relativ geringen Dämpfungswerten nicht erklärt werden.

In den Figuren 5 und 6 sind darüberhinaus schematisch die verwendeten Sende- und Empfangsanordnungen dargestellt. Aufgrund der zu

bewältigenden schwierigen meßtechnischen Verhältnisse wurde auch den Hochfrequenz-Baugruppen besondere Aufmerksamkeit geschenkt.

Hochfrequenz-Baugruppen

Die für das Vorhaben benötigten Hochfrequenz-Baugruppen sind nachfolgend aufgeführt. Die Aufstellung berücksichtigt die möglichen Verknüpfungen, die zwischen den Modulen und den peripheren Elementen bestehen. Diese entsprechen den von uns realisierten erfindungsgemäßen Konfigurationen.

Zwischenfrequenz-Baugruppe: 137.5 MHz-Empfänger

Diese Baugruppe besteht aus einem GaAs-Fet Vorverstärker mit $F=2,8$ dB, einem Mischer auf 10,7 MHz und einem FM-ZF-Verstärker und Demodulator mit S-Meter-Ausgang. Es stellte sich heraus, daß die Baugruppe die gewünschten Signale nicht in der notwendigen Qualität liefern konnte, so daß von weiteren Versuchen abgesehen wurde.

Direktdemodulatoren

Die Direktmodulatoren werden nach den auf die Zwischenfrequenz von 137,5 MHz umsetzenden Konvertern eingesetzt. Bei dieser Frequenz sind sowohl die verwendeten Dioden als auch die Transistoren funktionsfähig.

1. Diodenmischer

Der Diodenmischer besteht aus einer symmetrischen Spannungsvervierfacherschaltung mit einem Resonanzkreis am Eingang und einem Tiefpaß am Ausgang. Im Gegensatz zu der bei der Diode als Direktempfänger erzielbaren Spannung kann hier die vierfache Ausgangsspannung erzielt werden, da die Quellen nun in Serie geschaltet sind. Der dadurch bedingte erhöhte Innenwiderstand ist für die Funktion unerheblich.

2. Drainmischer

Der Drainstrom eines Feldeffekttransistors hängt weitgehend quadratisch von der Gatespannung ab.

$$I_D = I_{DSS} * (1 + U_{GS}/U_P)^2$$

Wird als Gatespannung die phasenmodulierte Empfangsspannung angelegt, so wird der Drainstrom als Mischprodukt die Phasenmodulationsfrequenz

enthalten. Im üblichen Sprachgebrauch entspricht diese Komponente den Intermodulationsverzerrungen I_m .

$$S = 2/U_P \cdot (I_D \cdot I_{DSS})^{1/2}$$

Mit $U_e = U_1 \cdot \cos(w_1 t) + U_2 \cdot \cos(w_2 t)$ wird I_m :

$$I_m = I_{DSS}/U_P^2 \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot (\cos((w_1 - w_2)t) + \cos((w_1 + w_2)t))$$

Die Differenzfrequenz wird über einen Tiefpaß zur weiteren Verarbeitung geleitet. Da die Eingangsimpedanz des Feldeffekttransistors hoch gegenüber der Quellimpedanz ($z=50 \Omega$) ist, kann durch eine Impedanztransformation mittels eines Schwingkreises am Eingang eine erhöhte Eingangsspannung und damit eine weitere Verstärkung erzielt werden.

3. Dual-Gate-Serienmischer

Ein Dual-Gate-Mosfet kann als zwei in Serie geschaltete Feldeffekttransistoren (Kascode) interpretiert werden. Wird eines der Steuergatter auf ein festes Potential gelegt, so entsteht wieder ein Bauelement mit quadratischer Kennlinie, das zur Direktmodulation eingesetzt werden kann. Die Schaltung entspricht der des Drain-Mischers; der Arbeitspunkt kann innerhalb gewisser Grenzen durch die Gate-2-Vorspannung verschoben werden. Auch hier ist durch die Impedanztransformation im Eingangskreis eine Verstärkung erzielbar.

Im praktischen Betrieb zeigte sich, daß der Diodenmischer bezüglich des Signal-Rausch-Verhältnisses den anderen Mixern überlegen ist, obwohl sowohl für den Fet (U310) als auch für den DG-Mosfet (BF 981) sehr rauscharme Bauelemente verwendet wurden. Drainmischer und Dual-Gate-Serienmischer liefern aufgrund ihrer Verstärkung eine höhere Ausgangsspannung als der Diodenmischer, was aber durch entsprechende NF-Verstärkung ausgeglichen werden kann.

Niederfrequenz-Baugruppen

Sämtliche im Niederfrequenzbereich betriebenen Module sind mit einer eigenen Stromversorgung ausgerüstet. Dazu wurden einzelne Bleiakkus mit 12 V/2Ah verwendet, die mit einer Spannungsüberwachungsschaltung und einem Ein-Schalter versehen wurden. Die strikte Trennung aller Energieversorgungseinheiten stellte sich als notwendig heraus, nachdem bereits die Verwendung eines Netzteils zu erheblichen Störungen führte. Die gesamte Versuchsanordnung ist somit auf der Senderseite vollständig isoliert und auf der Empfängerseite nur über den PC mit dem Netz

20.01.94

verbunden, der aber bei portablen Vorrichtungen als batteriebetriebenes Gerät ausgebildet ist.

1. Vorverstärker

Der Vorverstärker verwendet einen rauscharmen Vierfach-Operationsverstärker. Einer der Verstärker ist als Betriebsspannungssymmetrierer geschaltet; die anderen drei sind als Bandpaßfilter beschaltet und über Hochpaßfilter miteinander gekoppelt. Ein Tiefpaß begrenzt das Rauschen der ersten Stufe. Durch einen optionalen Widerstand konnte der Diodendirektempfänger vom Vorverstärker aus mit einem Vorstrom versorgt werden. Insgesamt wurden zwei Vorverstärker-Module mit unterschiedlicher Verstärkung eingesetzt. Da die Empfindlichkeit der gesamten Versuchsanordnung zu einer Übersteuerung des A/D-Wandlers und damit zu einem Datenverlust führen kann, ist ein geregelter Verstärker notwendig, der wiederum dynamische Probleme verursachen kann. Für unsere Experimente wurden passenden Vorverstärker nach Bedarf gewählt.

2. Abtastfilter (Anti-Aliasing-Filter)

Die Abtastung zeitabhängiger Signale muß mit einer Frequenz erfolgen, die größer als doppelt so hoch ist wie die höchste, im Eingangssignal enthaltene Frequenz. Daher muß das Eingangssignal vor der Analog-Digital-Wandlung spektral begrenzt werden. Diese Begrenzung muß erstaunlicherweise für die Zwecke vorliegender Erfindung durch ein analoges Filter erfolgen und kann nicht durch digitale Verarbeitung ersetzt werden. Wird dies nicht berücksichtigt, so erfolgt eine Unterabtastung der spektralen Anteile, die sich oberhalb der halben Abtastfrequenz befinden. Diese werden in den unteren Frequenzbereich gemischt und verfälschen das Signal irreversibel und es kann somit der erfindungsgemäße Erfolg nicht erreicht werden.

Sogenannte digitale Anti-Aliasing-Filter, die den Anwender glauben lassen, die Bandbegrenzung nach dem A/D-Wandler vornehmen zu können, erwiesen sich überraschend als völlig wirkungslos bezüglich des Problems; alle mit der Unterabtastung verknüpften Fehler traten auf. Eine nachträgliche digitale Korrektur war aufgrund des zerstörten Signalinhaltes nicht mehr möglich.

94.00.950

Wir gehen im folgenden ausführlich auf diese Problematik ein, da alle von uns in Betracht gezogenen Meßsysteme und A/D-Steckkarten für PC's in Bezug auf das Anti-Aliasing-Filter fehlerhaft ausgelegt waren.

Generell ist zu sagen, daß bezüglich der analogen und digitalen Kenngrößen derart falsche Vorstellungen vorherrschen, daß die Auslegung eines Meßsystems zur digitalen Verarbeitung analoger Größen aufgrund der Angaben der Hersteller und der ausschließlichen Verwendung der von diesen angebotenen Hard- und Software nicht zum Ziel führte.

Die Anforderungen, die an das analoge Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter gestellt werden, sind je nach Weiterverarbeitung sehr hoch. So muß der Dynamikbereich mindestens 1 Bit besser sein als der des nachfolgenden A/D-Wandlers und ebenso müssen lineare und nichtlineare Verzerrungen mindestens 1 Bit besser sein als der A/D-Wandler. Obwohl der Dynamikbereich eines N-Bit A/D-Wandlers in der Praxis meist nur N-2 Bits beträgt, müssen diese Zusammenhänge berücksichtigt werden. Die Verwendung von Schalter-Kondensator-Filtern ist möglich, falls auch dort das Abtasttheorem berücksichtigt wird und der erzielte Dynamikbereich ausreichend ist.

Die Faltung des Eingangssignals mit dem Abtastfilter führt zu Amplituden- und Phasenverzerrungen und aufgrund der Gruppenlaufzeit des Filters zu Hüllkurvenverzerrungen. Diese Signalveränderungen können bei Bedarf berücksichtigt werden, indem die inverse Transferfunktion des Abtastfilters mit dem abgetasteten Signal im Rechner gefaltet wird. Diese Prozedur ist nur dann möglich, wenn korrekt abgetastet wurde. Im Falle einer Unterabtastung wird dagegen der Fehler weiter vergrößert.

Zwischen oberer Signalfrequenz f_s , Abtastfrequenz f_a , asymptotischer Steilheit bzw. Ordnung des Abtastfilters N und dem Überabtastungsfaktor k besteht folgender Zusammenhang zur erzielbaren Genauigkeit bzw. Auflösung A in Bit :

$$k = \frac{\ln(f_a) - \ln(f_s)}{\ln(2)} - 1$$

$$A = k \cdot N + 1$$

Für eine Grenzfrequenz von $f_s = 2$ Hz bei einer Auflösung von $A = 13$ Bit ergeben sich z.B. folgende Möglichkeiten zur Realisierung:

Filter 1.ter Ordnung (N=1) ==> Abtastfrequenz $f_a = 16384$ Hz

Filter 3.ter Ordnung (N=3) ==> Abtastfrequenz $f_a = 64$ Hz

20.01.94

Filter 6.ter Ordnung (N=6) ==> Abtastfrequenz $f_a=16$ Hz

Die letzte Kombination ist die in unseren Experimenten verwendete Anordnung. Bei Filtern geringer Ordnung mit "gutmütigem" Verhalten bezüglich der Transferfunktion muß überraschender Weise mit extremen Überabtastraten gerechnet werden, um brauchbare Ergebnisse zu erzielen. Trotz der hohen Abtastfrequenz von über 16 kHz werden nur die Spektralanteile bis 2 Hz korrekt abgetastet! (Bei A=16 Bit, $f_s=20$ kHz und $f_a=44$ kHz wären Filter 109.ter Ordnung notwendig, um eine Abtastung entsprechend dem Abtasttheorem durchzuführen.)

Die Überabtastung besitzt einen weiteren Vorteil: Jeder Analog-Digital-Wandler, auch wenn er ideal bezüglich seiner Kennlinie ist, fügt dem abzutastenden Signal das Quantisierungsrauschen hinzu, so daß das Signal nicht nur durch die Quantisierung, d.h. die Diskretisierung der Amplitudenwerte, verfälscht wird, es wird zudem noch zusätzlich verrauscht. Das Rauschen kann näherungsweise als weiß angesehen werden, so daß bei größerer Abtastbandbreite, d.h. bei Überabtastung, in die Signalbandbreite entsprechend weniger Rauschen fällt und somit das Signal-Rausch-Verhältnis des Wandlers, nicht aber des Signals, proportional verbessert werden kann.

Bei einer Grenzfrequenz des Abtastfilters von 2 Hz werden noch Herzschlagfrequenzen von 120 Schlägen pro Minute erfaßt. Für unsere Versuche erwarten wir Schlagfrequenzen von etwa 60/min bis 80/min entsprechend etwa 1 Hz bis 1,33 Hz. Der Abtast-Tiefpaß 6.ter Ordnung wird durch die Reihenschaltung zweier Tiefpässe 3.ter Ordnung (asymptotische Flankensteilheit 18 dB/Oktave bzw. 60 dB pro Dekade) realisiert. Jeder Tiefpaß besteht aus einem als Spannungsfolger geschalteten Operationsverstärker und einer R-C-Beschaltung. Die Transferfunktion lautet:

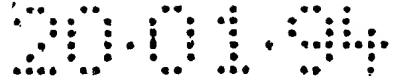
$$T(w) = \frac{-icw^3}{1 + iaw - bw^2 - icw^3}$$

mit $w=2\pi f$

die Phase

$$\phi(w) = \arctan \left(\frac{1-bw^2}{w(a-cw^2)} \right)$$

94.00.950



und die Gruppenlaufzeit

$$t_{gr}(w) = \frac{a + (ab - 3c)w^2 + bcw^4}{(1 - bw^2)^2 + w^2(a - cw^2)^2}$$

Anstiegszeit t_a und Überspringen \dot{u} der Filter sind auf-grund der Transferfunktion ebenfalls vollständig bestimmt. Für die im eingeschwungenen Zustand der Filter durchgeführten Messungen sind diese Werte jedoch nicht notwendig.

Die Amplituden, Phasen- und Hüllkurvenverzerrungen durch den Frequenz- und Phasengang aller Filter sowie die Gruppenlaufzeiten können rückgängig gemacht werden, indem die Zeitfunktion mit den inversen Transferfunktionen $T^{-1}(w)$ gefaltet wird und somit eine vollständige Pol-Nullstellen-Kompensation durchgeführt wird. Dies kann notwendig werden, wenn das originale Zeitsignal rekonstruiert werden soll und daher die Verformung des Zeitsignals durch die Wandler und die Elemente der Übertragungskette vermieden werden muß. In unserem Anwendungsfall, in welchem der signifikante Nachweis einer Spektrallinie erforderlich ist, kann davon abgesehen werden. Für andere Anwendungen, z.B. für die vorstehend geschilderten medizinischen Zwecke (realer Zeitverlauf des Herzschlags und der Atmung), kann eine Entzerrung der Übertragungskette notwendig sein.

In unserem erfindungsgemäßen Aufbau durchläuft bei einer Ausführungsform das Zeitsignal vom Wandler (Empfangsantenne) bis zum PC (A/D-Wandler) mindestens einen Hochpaß 15.ter Ordnung und einen Tiefpaß 21.ter Ordnung, die sich aus dem Produkt der Transferfunktionen der einzelnen Elemente der Meßkette ergeben (Direktmischer, Vorverstärker, 2*Tiefpaß, 2*Hochpaß, A/D-Wandler).

Das dynamische Verhalten des analogen Teils der Elektronik kann bei Bedarf auch durch Baugruppen verbessert werden, die eine Pol-Nullstellen-Kompensation direkt vornehmen. Dadurch kann Rauschen reduziert werden, ein ungünstiges Übertragungsverhalten kann verbessert werden oder können nach bestimmten Kriterien optimale Übertragungseigenschaften erreicht werden. Für Terme erster und zweiter Ordnung sind im Anhang bewährte Schaltungen angegeben; für Kompensationen höherer Ordnung muß eine Zerlegung der Transferfunktion in Koeffizienten vorgenommen werden, die dann einzeln kompensiert werden können.



Ausgehend von der Transferfunktion $H_{ini}(w)$

$$\begin{aligned}
 H_{ini}(w) &= \frac{1}{1+iaw} * \frac{ibw}{1+ibw} * \dots * \frac{\sum c_k w^k}{\sum d_k w^k} \\
 &= \frac{\sum e_k w^k}{\sum g_k w^k} \\
 &= \frac{1+il_1 w-l_2 w^2}{1+iq_1 w-q_2 w^2} * \dots * \frac{1+ir_1 w-r_2 w^2}{1+iu_1 w-u_2 w^2}
 \end{aligned}$$

wird als Ziel eine Transferfunktion $H_{fin}(w)$ angestrebt, die sich z.B. durch spezielle Übertragungseigenschaften auszeichnet

$$H_{fin}(w) = \frac{1+in_1 w-n_2 w^2}{1+im_1 w-m_2 w^2} * \dots * \frac{1+is_1 w-s_2 w^2}{1+iv_1 w-v_2 w^2}$$

Die für die Pol-Nullstellen-Kompensation notwendige Transferfunktion $H_{comp}(w)$ lautet:

$$\begin{aligned}
 H_{comp}(w) &= \frac{(1+in_1 w-n_2 w^2) * (1+iq_1 w-q_2 w^2)}{(1+il_1 w-l_2 w^2) * (1+im_1 w-m_2 w^2)} * \dots \\
 &\dots * \frac{(1+is_1 w-s_2 w^2) * (1+iu_1 w-u_2 w^2)}{(1+ir_1 w-r_2 w^2) * (1+iv_1 w-v_2 w^2)}
 \end{aligned}$$

3. Hochpaßfilter

Die spektrale Begrenzung des Eingangssignals bezogen auf die tiefen Frequenzen ist erfindungsgemäß aus drei Gründen notwendig:

1. 1/f-Rauschen

Die Amplitude des 1/f-Rauschens wächst reziprok zur Frequenz an. Daher treten mit zunehmender Meßzeit Rauschanteile mit immer tieferer Frequenz auf und verfälschen das zu messende Signal. Die Hauptquellen für das 1/f-Rauschen sind der Sende-Oszillator, der Konverter-Oszillator, die Operationsverstärker.

Aber auch die passiven Bauelemente, die Platinen und die Verdrahtung tragen dazu bei. Die einzelnen Anteile können im

200194

Frequenzbereich mit logarithmischer Amplitudenteilung durch Anpassung an abfallende Geraden identifiziert werden.

2. Langsame Bewegungen

Bewegungen des zu detektierenden Körpers führen bei konstanter Geschwindigkeit zu einer Doppler-Frequenzverschiebung und damit zu Spektralkomponenten, die in das zu untersuchende Frequenzband fallen können. Bei unregel-mäßigen Bewegungen tritt ein breites Zusatzband auf. Je langsamer die Bewegungen, desto tieffrequenter die Spektren, die dann immer schwerer von Rauschanteilen zu trennen sind.

3. Auswertzeit

Um eine Spektrallinie der Frequenz f zu identifizieren, muß mindestens eine Zeit $t=1/f$ gemessen werden, d.h. je tiefer die nachzuweisenden Frequenzen, desto länger muß gemessen werden. Eine - selbst näherungsweise - Berechnung der tieferen Frequenzen, wie dies von einem der Software-Pakete, die zu den A/D-Wandlern geliefert wurden, durchgeführt wird, ist nicht möglich. Durch die Anzahl der aufgenommenen Datenpunkte wird die spektrale Auflösung bestimmt. Da nicht garantiert werden kann, daß die Meßzeit ein ganzzahliges Vielfaches der interessierenden Spektralkomponente ist, tritt ein Leckeffekt bei der Fourier-Analyse auf. Dieser führt zu einer spektralen Spreizung. Daher muß bei der Analyse tiefer Frequenzen eine Meßzeit eingehalten werden, die ein Vielfaches der Periodendauer beträgt, wobei die Genauigkeit mit der Meßzeit proportional zunimmt. Bei 10% Fehler in der spektralen Auflösung und 0,2 Hz unterer Frequenz muß mit typischen 50 Sekunden Meßzeit gerechnet werden.

Datenverarbeitung

Mit Hilfe der elektronischen Datenverarbeitung wurden erfindungsgemäß zumindest vier Ziele erreicht:

1. Speicherung der Messwerte, die durch die analoge Signalverarbeitungskette gewonnen wurden.
2. Auswertung der Messwerte und Indikation eines lebenden Verschütteten.
3. Entwicklung von Algorithmen, mit deren Hilfe ein zuverlässiger Nachweis lebender Verschütteter möglich ist.
4. Nachweis der Reproduzierbarkeit der entwickelten Algorithmen.

9400950

20.01.94

Die Datenverarbeitungsanlage besteht aus der Zentraleinheit mit den peripheren Baugruppen, der Schnittstelle zwischen analogem und digitalem Bereich und der Software zur Steuerung des Rechners.

Den allgemeinen Aufbau der Auswertekette zeigt die Figur 7. Als Zentraleinheiten wurden Personalcomputer aus dem Bürobereich, Typ IBM-PC-Kompatible, eingesetzt, da deren Leistungsfähigkeit für die gestellte Aufgabe ausreichte.

Die Schnittstelle zwischen den analogen und digitalen Komponenten besteht aus einer Steckkarte mit A/D-Wandler. Das verfügbare Komplettsystem von Burr-Brown konnte aufgrund von verschiedenen Kompatibilitätsproblemen nicht eingesetzt werden; vom System MLSSA wurde nach eingehender Prüfung ebenfalls abgesehen. Zum Einsatz kam schließlich eine Steckkarte von ELV, die zwar vollständig selbst programmiert werden mußte, aber auf Anhieb zuverlässig funktionierte.

Für die Entwicklung und den Test der Algorithmen der einzelnen Bearbeitungsschritte, die Datenaufnahme und die Auswertung wurden ein CP/M-System, ein PC (8 Bit 8088), ein PC-AT (80286) und ein PC-AT (80386/33 MHz) eingesetzt, die letzteren alle mit 8-Bit MS-DOS als Betriebssystem.

Software

Der in Figur 8 und 8a dargestellte Plan gibt eine Übersicht über die implementierten Bearbeitungsschritte.

Nachfolgend sind die wesentlichen Operationen, die zur Auswertung im Programm benutzt werden, ausführlicher erläutert. Der von uns implementierte Fourier-Transformations-Algorithmus zeichnete sich durch seine sehr hohe Genauigkeit aus.

Autokorrelationsfunktion

Die Autokorrelationsfunktion $A(\tau)$ ist ein Maß für die Ähnlichkeit einer um die Zeit τ verschobenen Zeitfunktion mit sich selbst.

$$A_{ff}(\tau) = a \int f(t) \cdot f^*(t+\tau) dt$$

94.00950

20.01.94

Wiederholen sich einzelne Sequenzen im Zeitsignal oder treten darin typische Frequenzen auf, so wird die Auto- korrelationsfunktion Extrema zu den Zeiten besitzen, die den Periodendauern dieser Signale entsprechen. Besondere Vorteile besitzt die Autokorrelationsfunktion bei der Detektion von periodischen Signalen im Rauschen. Da Rauschen per Definition unkorreliert ist, verschwindet die Autokorrelationsfunktion für alle $0 < \tau$.

Für durch Abtastung gewonnene Daten kann die Integration durch folgende Summe ersetzt werden:

$$A_{ff}(\tau) = \frac{1}{N+1} \sum_{k=1}^N f_k \cdot f_{k+\tau}$$

Fenster

Aus praktischen Gründen kann die Messzeit eines nicht zeitbegrenzten Signals nicht unendlich gemacht werden, sondern muß endlich bleiben. Das Spektrum wird dabei mit dem Spektrum des Zeitfensters gefaltet. Ist nun die Fensterbreite kein ganzzahliges Vielfaches der Breite der Grundschwingung, so treten Spektralkomponenten auf, die nicht im ursprünglichen Spektrum enthalten sind (Leck-Effekt, leakage). Durch Wahl der Fensterfunktion kann dieser Effekt auf Kosten der spektralen Auflösung verringert werden, wobei Amplitudenverzerrungen in Kauf genommen werden müssen.

Bartlett-Fenster (Dreieck-Fenster)

$$1 - 2k / (N - 1)$$

von Hann-Fenster

$$0,5 * (1 - \cos(2\pi k / (N - 1)))$$

Hamming-Fenster

$$0,54 - 0,46 * \cos(2\pi k / (N - 1))$$

Blackman-Harris-Fenster

$$0,42 - 0,5 * \cos(2\pi k / (N - 1)) + 0,08 * \cos(4\pi k / (N - 1))$$

94.00950

20.01.94

Kaiser-Bessel-Fenster

$$I_0(\alpha * (1 - (2*k / (N-1))^2)^{1/2}) / I_0(\alpha)$$

mit der modifizierten Bessel-Funktion $I_0(x)$, die mit einer Reihenentwicklung implementiert wurde.

$$I_0(x) = 1 + \sum_{n=1}^{\infty} ((x/2)^n / n!)^2$$

Durch Wahl von α kann praktisch jedes der anderen Filter approximiert werden. Wir haben bei Anwendung des Kaiser-Bessel-fensters mit einem α von 9,4 gerechnet.

Filterung

Durch Anwendung von Filtern können einzelne Spektralbereiche hervorgehoben oder unterdrückt werden. Dies kann die Erkennung von Signalen sowohl im Zeitbereich als auch im Frequenzbereich verbessern. Die Filterung kann im Zeitbereich durch eine gewichtete Mittelwertbildung erfolgen, wobei sowohl explizite als auch implizite Filter zur Verfügung stehen, und im Frequenzbereich durch Faltung mit der Übertragungsfunktion des Filters. Bei expliziten Filtern im Zeitbereich entspricht die gewichtete Mittelwertbildung einer Faltung des Eingangssignals mit der inversen Impulsantwort des dazugehörigen Filters.

Werden die Filterkoeffizienten in Abhängigkeit von den Eigenschaften des zu untersuchenden Signals verändert, so kann die Filterung optimiert werden. Bei Tiefpaßfiltern und weißem Rauschen entsteht ein Kalman-Filter, daß jedoch nicht notwendig stabil ist. Bei Kenntnis des gesamten Zeitsignalverlaufs reduziert sich das Kalman-Filter zu einem gewöhnlichen Tiefpaß.

Mittelung

Ist das Abtastintervall ein Vielfaches der Periodendauer des zu detektierenden Signals, so kann durch Mittelung über eine Zahl N von Abtastintervallen das Signal kohärent und das Rauschen vektoriell addiert werden, so daß sich eine Verbesserung des Signal-Rausch-

94.00950

200194

Verhältnisses um den Faktor \sqrt{N} einstellt. Damit sind Signale detektierbar, die tief im Rauschen verborgen sind.

Zeit-Frequenz-Verteilung

Steht ein Zeitsignal nur für einen begrenzten Zeitraum zur Verfügung, sei es durch die Meßmethode oder durch seinen charakteristischen Verlauf (Impulsanregung), so liefert die Änderung der spektralen Zusammensetzung während des Meßintervalls weitere Informationen über das Signal. Dazu wird das Spektrum einer im Vergleich zur Meßzeit kleinen Abtastzeit aufgetragen. Eine allgemeine Form der Frequenz-Zeit-Verteilungen lautet:

$$C_{ff\theta}(t, w) = \frac{1}{2\pi} \int \int \int e^{i(\alpha t - \beta w - \alpha u)} \theta(\alpha, \beta) f(u + \frac{1}{2}\beta) f^*(u - \frac{1}{2}\beta) d\alpha d\beta du$$

Je nach Wahl des Kerns entstehen Verteilungen, die spezifische Charakteristika aufweisen, z.B. Erhaltungs-größen. Für $\theta=1$ entsteht die Wigner-Verteilung, für $\theta=(\pi*\delta(-\alpha)-1/(i\alpha))e^{i\alpha|1/2\beta|}$ das kumulative Zerfalls-spektrum.

Versuchsergebnisse

Nach verschiedenen Vorversuchen stellte sich eine Abtastrate von 16 Hz bei einer unipolaren Auflösung von 13 Bit (Gesamtauflösung 14 Bit) als gut geeignet heraus. Als Fensterbreite wurden meist 512 Werte entsprechend etwa 33 Sekunden gewählt; als Fenster das Hamming-Fenster. Insgesamt wurden 114 Versuche mit typisch 2000 Datenpunkten archiviert. Allein durch Wahl des Fenstertyps (*5), der Intervallbreite (...128, 256, 512, 1024: *4..) und des Startpunkts (* #Data-N) sind über 2 Millionen verschiedene Spektren generierbar, an die sich eine Vielzahl von weiteren Bearbeitungsschritten anschließen läßt. Wir mußten uns daher bei der Auswertung der Versuche auf einzelne Stichproben beschränken. Dies ist durch folgende Argumente gerechtfertigt:

1. Die zu untersuchenden Zeitfunktionen sind periodisch und nicht transient. Daher dürfen vom Rechteckfenster abweichende Fensterfunktionen angewandt werden. Obwohl alle Fenster ein unterschiedliches Spektrum liefern, waren die wichtigsten Spektrallinien in allen vorhanden. Bei unseren Versuchen zeigte sich,

9400950

200194

daß das Hann- und das Hamming-Fenster die "optisch" besten Resultate lieferten, während das Rechteck-Fenster einen verwaschenen Eindruck machte. Bezüglich des Nachweises der spektralen Komponenten Herzschlag und Atmung sind aber alle Fenster geeignet. Es genügt daher in der Regel die Anwendung eines Fensters.

2. Die Intervallbreite muß aufgrund des schnellen Fourier-Algorithmus eine 2-er Potenz sein. Bei einem kleinen Intervall verringert sich die spektrale Auflösung; bei einem großen Intervall ist diese unnötig hoch. Mit einer Breite von 256 oder 512 Werten sind stets zufriedenstellende Ergebnisse erzielt worden.

3. Die Wahl des Startpunkts bzw. des Start- und Endpunkts bei der Zeit-Frequenzdarstellung erfolgte optisch durch den Benutzer anhand der Zeitfunktion. Das Zeitsignal wird dazu auf dem Bildschirm so dargestellt, daß ein Intervall einer Zeile entspricht. Der bewegliche Cursor indiziert den Startpunkt des Intervalls; gleichzeitig wird die Nummer des Datenpunkts ausgegeben. Das Intervall reicht somit vom Ort des Cursors bis zum Schnittpunkt des Lots, ausgehend vom Cursor, mit dem Zeitsignal in der nächsten Zeile. Einerseits ist die mit der Auswahl verbundene Willkür eine potentielle Fehlerquelle, andererseits zeigte sich, daß eine Spektralkomponente nicht durch Wahl eines anderen Startpunkts zum Verschwinden gebracht werden kann. Ist die Herzfrequenz im Signal enthalten, so ist sie im gesamten Zeitsignal nachweisbar. Allerdings gibt es durchaus Fälle, in denen ein um wenige Punkte verschobener Startpunkt eine Spektralkomponente mit doppelter Amplitude lieferte.

Die Auswahl der nachfolgend besprochenen Beispiele erfolgte im oben besprochenen Sinn willkürlich. Die Ergebnisse sind jedoch eindeutig und können entgegen den herrschenden Vorurteilen belegen, daß die sichere Detektion der Herzfrequenz und der Atmungsfrequenz durch elektromagnetische Wellen möglich ist.

Figur 11 zeigt die Herzfrequenz einer Versuchsperson bei angehaltener Atmung. Die spektrale Komponente hebt sich so deutlich von der Umgebung ab, daß für den Nachweis des Herzschlags der Versuchsperson eine weitere Bearbeitung nicht notwendig ist. Aufgetragen ist das Betragsspektrum in willkürlichen Einheiten über der Frequenz in Hertz. Die Messung erfolgte bei 2,4 GHz, es wurde der

440050

20.01.94

Diodendirektempfänger, d.h. der $1/2$ -Dipol als Empfänger benutzt, als Sender der lokaler Oszillator, die Atmung wurde angehalten.

Das zur Faltung benutzte Fenster: Hamming

Die Frequenz, die der Position des Zentrums des Cursors entspricht, ist in der unteren Zeile in Hertz ausgegeben. Daneben ist der Wert dieser Spektrallinie in willkürlichen Einheiten angegeben. Bei vergleichenden Messungen, z.B. Dreiergruppen (Referenz, ohne Atmung, mit Atmung, oder Sender aus, Sender an, + Versuchsperson) wurde die y-Achse so skaliert, daß die Kurven direkt miteinander verglichen werden können.

Figur 12 zeigt das gesamte Zeitsignal des Versuchstest 2.

Der Cursor indiziert den Beginn des untersuchten Intervalls, hier Datum Nr. 110. Deutlich zu erkennen ist eine Anomalie zu Beginn der Messung, die durch die vom Computer abgestrahlten elektromagnetischen Wellen verursacht wird und zu einer Übersteuerung des Verstärkers mit anschließender Erholung führt.

Figur 13 zeigt oben den Realteil und unten den Imaginärteil des in Figur 11 dargestellten Betragsspektrums. Das gesamte transformierte Zeitintervall betrug 33,47 Sekunden, der Linienabstand 0,03 Hz. Extrema traten auf an den Indizes 34 und 33 entsprechend den Frequenzen 1,02 und 0,99 Hz, die einem Maximum und einem Minimum vom 180000 bzw. - 118000 in willkürlichen Einheiten zugeordnet werden können.

In allen Fällen ist die Wirkung der analogen Tiefpaßfilter deutlich daran zu erkennen, daß ab 2 Hz die spektralen Komponenten abnehmen, um über 4 Hz praktisch völlig zu verschwinden.

Sowohl das Zeitsignal als auch das komplexe Spektrum enthalten Informationen, die einen tieferen Einblick in die Versuche ermöglichen.

Sämtliche in den Figuren dargestellten Zeitsignale sind auf die Aussteuerungsgrenze normiert und daher direkt miteinander vergleichbar.

Figur 14 zeigt die Zeit-Frequenz-Darstellung des von einer Versuchsperson reflektierten Signals mit angehaltener Atmung. Die Herzfrequenz zeigt sich als signifikante Signalspitze in allen Spektren. Zu späten Zeiten tritt eine leichte Verbreiterung auf und die Frequenz erhöht sich leicht; außerdem treten tieffrequente Anteile auf. Dies ist im Einklang mit der Erhöhung der Herzfrequenz aufgrund des Sauer stoffdefizits und einer gewissen Unruhe, die nach einer Minute mit angehaltenem Atem auftritt.

94.01.94

20.01.94

Figur 16 zeigt das Spektrum der Referenzmessung mit dem Diodendirektempfänger und der logarithmisch-periodischen Yagi-Antenne als Sendeantenne sowie dem Sendeoszillator als Signalquelle bei 2,4 GHz. Figur 17 zeigt das Spektrum bei gleichem Versuchsaufbau mit einer atmenden Versuchsperson, Figur 18 das dazugehörige Zeitsignal. Sowohl die Atmungsfrequenz als auch die Herzfrequenz sind deutlich zu erkennen. Figur 19 zeigt das Spektrum zu einem früheren Zeitpunkt. Der spektrale Anteil der Herzfrequenz ist gleichgeblieben, derjenige der Atmung hat zugenommen.

Figur 20 zeigt das Spektrum des von einer atmenden Person reflektierten Signals unter Einsatz des Diodendirektempfängers und der logarithmisch-periodischen Yagi-Antenne sowie des 1,3 GHz Sendeoszillators als Quelle. Sowohl Herzfrequenz als auch Atmungsfrequenz sind vorhanden.

Bei Verwendung der Loop-Antenne mit Reflektorwand entsteht das in Figur 21 gezeigte Spektrum. Figur 22 zeigt das zugehörige Zeitsignal. Die im Vergleich höheren spektralen Amplituden resultieren aus der Verwendung der Sendeendstufe.

Die Figuren 23 bis wurden bei 1,3 GHz aufgenommen. Als Sende- und Empfangsantenne wurden die logarithmisch-periodischen Yagi-Antennen eingesetzt, als Empfänger der 1,3 GHz Konverter. Als Demodulator diente die Diodenmischer-Baugruppe. Figur 21 zeigt die Referenzmessung, Figur 23 das Spektrum bei angehaltener Atmung und Figur 24 das Spektrum mit atmender Versuchsperson. Deutlich sind die spektralen Anteile der Herzfrequenz und der Atmung zu erkennen. Die Figuren 25, 26 und 27 zeigen die jeweiligen Zeitsignale. Der Herzschlag ist in Figur 27 auch im Zeitsignal gut zu sehen; das in Figur 26 dargestellte Zeitsignal der Referenzmessung ohne Versuchsperson zeigt bei gleicher Skalierung keine Signaturen.

Wird das Zeitsignal mit einem digitalen Bandpaßfilter mit Butterworth-Charakteristik und den Grenzfrequenzen 0,5 Hz und 1,8 Hz gefaltet, so entsteht Figur 28. Die Hüllkurve folgt hier dem Hamming-Filter, um Überschwinger am Rand zu vermeiden. Die deutlich ausgeprägte Kurve zeigt den sinusoidalen Herzschlag. Mit diesem Filter werden Schlagfrequenzen von 30 Schlägen/Minute bis zu 108 Schlägen/Minute erfaßt.

Wird als Empfangsantenne die Loop-Antenne eingesetzt, so werden vergleichbare Ergebnisse erzielt. Die Figuren 29, 30 und 31 zeigen das

04.00.95

20.01.94

Spektrum der Referenzmessung, mit Versuchsperson ohne Atmung und mit Atmung. Um den Untergrundpegel und die sich davon deutlich abhebende Herz-frequenz-Komponente zu demonstrieren, ist in den Figuren 33 und 34 die Verstärkung der Darstellung erhöht worden.

Die Figuren 34 und 35 zeigen das den Figuren 30 und 31 zugrundeliegende Herzfrequenz- und Atmungs-Zeitsignal.

Bei der Frequenz 440 MHz gestalteten sich die Versuche aufgrund der extremen Empfindlichkeit der gesamten Anordnung als schwierig. Fast alle Versuchsaufnahmen zeigen Übersteuerungen und Reaktionen auf externe Ereignisse.

Das Problem der Übersteuerung ist durch entsprechende Dämpfung lösbar; der Nachweis der Atmungs- und Herztätigkeit wird dadurch nicht beeinflusst. Als Sende- und Empfangsantennen wurden bei 440 MHz Quagis, bestehend aus Uda-Yagi-Antennen mit Quad-Dipol und einer großen Reflektorwand, um das Vor-Rück-Verhältnis zu verbessern, eingesetzt. Selbst bei einer angenommenen Verstärkung von nur 6 dB (die reale Verstärkung dürfte bei 10 dB liegen, konnte aber nicht gemessen werden) ergibt sich eine Antennenwirkfläche von $A = 0,156 \text{ m}^2$. Das Raumgebiet, innerhalb dessen es zu relevanten Einflüssen auf die Antenne kommt, ist also zu groß, als daß es vernachlässigt werden dürfte. Je größer die Antenne ausgelegt wird, um das Vor-Rück-Verhältnis zu verbessern, desto größer wird die Wirkfläche. Damit steigt der Einfluß externer Ereignisse und die Handhabbarkeit nimmt ab. Damit scheidet diese Frequenz als Arbeitsfrequenz für ein tragbares Ortungsgerät zur Detektion lebender Verschütteter praktisch aus, obwohl die Detektionsergebnisse sehr gut sind.

Um die Wechselwirkung zwischen den Antennen und externen Ereignissen klein zu halten, wurden für den Versuch 101 (Datei test101.dat) Sender und Sendeantenne, Empfänger und Empfangsantenne sowie die Versuchsperson in drei getrennten Räumen mit geschlossenen Türen platziert. Bis auf den PC waren alle elektrischen und elektronischen Geräte außer Betrieb; im gesamten Stockwerk hielten sich nur zwei Personen (am PC und die Versuchsperson) auf. Die räumliche Anordnung ist nachfolgend in Figur 9 skizziert:

Zu Beginn des Versuchs befand sich die Versuchsperson VP am Ort des Senders TX. Die Aufnahme wurde mit ausgeschaltetem Sender (der lokale Oszillator ohne Endstufe) gestartet. Nach ca. 1 Minute schaltete die VP

94.00950

20.01.94

den Sender ein. Nach einer weiteren Minute begab sich die VP an die markierte Position. Figur 36 zeigt das in der ersten Phase von Empfänger aufgenommene Spektrum. Das in der zweiten Phase gemessene Spektrum zeigt Figur 37. Ein genereller Anstieg des Rauschens ist zu erkennen. Das Spektrum zeigt die Wirkung des Hochpasses zur Begrenzung des $1/f$ -Rauschens und des Anti-Aliasing-Tiefpasses. Figur 39 zeigt die in der dritten Phase des Versuchs auftretende Atmungsfrequenz als dominierende Spektralkomponente. Trotz der zu durchdringenden Wände und der Entfernung von ca. 10 m entsteht ein signifikantes Signal, das sich deutlich vom Rauschpegel (Figur 37) abhebt. In Figur 38 ist das Zeitsignal dargestellt. Das Einschalten des Senders (am Ende der zweiten Zeile) sowie das Öffnen und Schließen der Tür durch die VP (Ende der vierten und Anfang der fünften Zeile) ist gut zu erkennen.

Die bei den Frequenzen 5,6 GHz und 10,368 GHz erzielten Ergebnisse sind, verglichen mit den niedrigeren Frequenzen, nicht so ermutigend in Bezug auf die Detektion lebender Verschütteter. Der Hintergrund-Rauschpegel war generell weit höher, obwohl getestete, rauscharme GaAs-Fet Bauelemente in den HF-Modulen verwendet wurden.

Da hinter den Konvertern bei allen Versuchen identische Baugruppen eingesetzt wurden, deren spektrales Rauschverhalten sich in den Referenzmessungen wiederfindet, muß der gemessene Rauschbeitrag von den 5,6 GHz bzw. 10,386 GHz-Konvertern (und ein weiterer Beitrag von den entsprechenden Sendern) stammen. In Figur 40 ist das Spektrum einer Messung bei 5,6 GHz gezeigt. Der Rohrstrahler diente als Sendeantenne, die Wendelantenne mit Reflektor als Empfangsantenne. Die spektrale Komponente, die der Atmungsfrequenz entspricht, ist zwar zu erkennen, ihre Amplitude ist aber vergleichbar mit dem höherfrequenten Rauschen. Unter den gegebenen Versuchsbedingungen ist dieses Signal auswertbar, bei Dämpfung durch Bodenschichten von mehreren Metern Mächtigkeit verschlechtert sich das Signal-Rausch-Verhältnis aber so stark, daß zumindest aufwendige Methoden der Signalverarbeitung angewandt werden müßten, falls überhaupt ein verwertbares Signal aufgenommen werden könnte. Die Verarbeitungszeit würde proportional zur Verschlechterung des Signal-Rausch-Verhältnisses wachsen, so daß in der Praxis nicht zur Verfügung stehende Beobachtungsintervalle benötigt würden.

Wird ein Zirkulator eingesetzt, so kommt man wie beschrieben mit einer Antenne, die gleichzeitig sendet und empfängt, aus.

94.00950

20.01.94

Wurde statt des Diodenmischers (D) der Drainmischer (DN) oder der Dual-Gate-Mischer (DG) verwendet, so stieg aufgrund der aktiven Elemente die Verstärkung und der Rauschpegel an. Das Rauschspektrum zeigte zudem bei allen drei Mischern eine unterschiedliche Struktur.

Zur Demonstration der Wirkung der verschiedenen Fensterfunktionen wurde das Zeitsignal einer Referenzmessung mit dem Drain-Mischer mit den diversen Fenstern gefaltet. Das Spektrum zeigt hierbei eine ausgeprägte Spitze, eine zweite deutlich schwächere Spitze und einen Hintergrund aus vielen, voneinander getrennten Linien. Bei Verwendung des Bartlett-(Dreieck-)Fensters schrumpft die Hauptspektrallinie stark zusammen und erreicht nur noch die Amplitude der ebenfalls verminderten zweiten Spitze. Wie bei allen Fensterfunktionen außer dem Rechteck-Fenster verschwinden die ausgeprägten Einzellinien; das Spektrum erscheint geglättet bzw. gemittelt. Bei Faltung mit dem Hann-Fenster geht der Schrumpfungsprozess der Hauptspektrallinie so weit, daß deren Amplitude unterhalb der ursprünglich schwächeren zweiten Linie liegt. Ohne Kenntnis der Originalmessung können hier Interpretationsschwierigkeiten auftreten. Beide Linien haben nun eine vergleichbare Amplitude. Das Blackman-Fenster hebt die Hauptlinie - wenn auch nicht sehr deutlich - wieder hervor. Allerdings ist die Amplitude auf etwa ein Drittel des Werts gesunken, die bei Anwendung eines Rechteck-Fensters erzielt wurde.

Erweiterungen

Fazit

Die Beispiele belegen anschaulich, daß die Detektion lebender Personen möglich ist. Dabei sind weder Mauern noch Entfernungen von einigen 10 Metern ein nennenswertes Hindernis. Zusätzlich zum ursprünglichen Ansatz zeigte sich, daß die Amplitude der Atmungsfrequenz die der Herzfrequenz übertrifft. Dies muß zwar bei bewußtlosen Verschluckten nicht sein, trotzdem sollte die Atmungsfrequenz parallel zur Herzfrequenz als weiterer Indikator für eine lebende Person genutzt und weiterverarbeitet werden. Als Arbeitsfrequenz stellten sich 1,3 GHz und 2,4 GHz als gut geeignet heraus. Bei noch handlichen Antennen ist die Empfindlichkeit hoch genug, um reproduzierbare Ergebnisse mit eindeutiger Identifikation des Herzschlags und der Atmung zu erhalten, ohne daß intensive numerische Bearbeitungsschritte notwendig sind, da bereits entsprechend starke Empfangssignale vorliegen.

94.00950

20.01.94

Schaltplan Kompensation zweiter Ordnung

Ausgehend von der Übertragungsfunktion eines Hochpaßfilters zweiter Ordnung mit Grenzfrequenz f_{old} und Güte Q_{old} soll durch Pol-Nullstellen-Kompensation eine Übertragungsfunktion mit Grenzfrequenz f_{new} und Güte Q_{new} realisiert werden. Dann gilt mit $\omega_{old} = 2\pi f_{old}$ und $\omega_{new} = 2\pi f_{new}$:

$$H_{HPold}(w) = \frac{\frac{w^2}{\omega_{old}^2}}{1 + i \frac{w}{\omega_{old} Q_{old}} - \frac{w^2}{\omega_{old}^2}}$$

$$H_{HPnew}(w) = \frac{\frac{w^2}{\omega_{new}^2}}{1 + i \frac{w}{\omega_{new} Q_{new}} - \frac{w^2}{\omega_{new}^2}}$$

Die Transferfunktion der Pol-Nullstellen-Kompensationsschaltung lautet dann:

$$H_{comp}(w) = H_{HPnew}(w) / H_{HPold}(w)$$

$$H_{comp}(w) = \frac{1 + i \frac{w}{\omega_{old} Q_{old}} - \frac{w^2}{\omega_{old}^2}}{1 + i \frac{w}{\omega_{new} Q_{new}} - \frac{w^2}{\omega_{new}^2}} \cdot \frac{\omega_{old}^2}{\omega_{new}^2}$$

Die Realisierung dieser Übertragungsfunktion kann z.B. durch ein state-variable-Filter oder eine gegengekoppelte Operationsverstärkerschaltung mit einer der vorgeschlagenen überbrückten T-Gliedern oder einem LRC-Serienfilter erfolgen. Siehe Figur 10.

$$H_{comp}(w) = - \frac{Z_2}{Z_1}$$

Das in Figur 42 vorgestellte Design bietet den großen Vorteil, daß bei Verwendung von 6 Kondensatoren gleichen Werts allein durch Wahl der

04.00.95

20.01.94

Widerstände alle Abgleichbedingungen erfüllt werden und zudem automatisch die Verstärkungsbedingung erfüllt ist, so daß kein Verstärkungsabgleich notwendig ist.

Es gilt bei Vorgabe von $C_1=C_2=C_3=C_4=C_5=C_6=C$:

$$R_1 = \frac{1}{2Cw_{old}Q_{old}}$$

$$R_3 = \frac{1}{2Cw_{new}Q_{new}}$$

$$R_2 = \frac{1}{R_1 C^2 w_{old}^2}$$

$$R_4 = \frac{1}{R_3 C^2 w_{new}^2}$$

$$R_5 = R_1$$

$$R_6 = R_3$$

Die Pol-Nullstellen-Kompensation erlaubt innerhalb der physikalischen Grenzen die Realisierung beliebiger dynamischer Eigenschaften von Sensoren und Aktuatoren. Die einem Wandler oder einem kompletten Übertragungssystem eigenen dynamischen und spektralen Eigenschaften können so nach einer Zielfunktion optimiert werden.

Schaltplan Hochpaß und Anti-Aliasing-Tiefpaß

Der Schaltplan der zur Bandbegrenzung eingesetzten Baugruppe ist in Figur 43 wiedergegeben. Der Hochpaß dritter Ordnung unterdrückt die tieffrequenten Rauschanteile, insbesondere des $1/f$ -Rauschens. Der folgende Tiefpaß dritter Ordnung begrenzt das Spektrum zu höheren Frequenzen. Es folgt eine lineare Verstärkerstufe zur Pegelangleichung. Die Betriebsspannung wird elektronisch symmetriert, so daß eine unipolare Versorgung ausreicht. Zwei dieser Baugruppen in Kaskade erfüllen die Anforderungen, die das Abtasttheorem stellt.

Schaltplan Vorverstärker

In Figur 44 ist die Schaltung der verwendeten Vorverstärker gezeigt. Die zwischen den Operationsverstärkern und in der Gegenkopplung angeordneten R-C-Kombinationen dienen zur Bandbegrenzung. Die Bandbreite ist aber einen Faktor 5 größer als die notwendige, mit Hilfe

94.00950

20.01.94

der beiden Tiefpaß-Hochpaß-Baugruppen erzielte Bandbegrenzung. Dadurch ist gewährleistet, daß der Vorverstärker keine lineare Signalverzerrung verursacht. Die Betriebsspannung ist symmetriert; mit Hilfe von R_3 kann ein Vorstrom in die Detektordiode bzw. den dort angeschlossenen Sensor eingeprägt werden. Die beiden von uns eingesetzten Vorverstärker unterscheiden sich durch ihren Verstärkungsfaktor: Die empfindlichere Variante besitzt in Bandmitte eine Verstärkung von $2 \cdot 10^4$, die unempfindlichere Ausführung eine Verstärkung von 10^3 . Beim Betrieb muß beachtet werden, daß die Einstellung eines stabilen Arbeitspunkts nach dem Einschalten etwa 5 Minuten benötigt.

Schaltplan Diodendemodulator

Zur Phasendemodulation des auf die Zwischenfrequenz gemischten Empfangssignals und als Direktmodulator für die entwickelten Empfangsantennen dient ein Diodendetektor, dessen Schaltung in Figur 45 zu sehen ist. Die Schaltung entspricht einem typischen Leistungsmesser; ein Vorstrom kann vom Ausgang eingeprägt werden. Die Eingangsimpedanz kann an den ZF-Mischer oder die Antennen angepaßt werden.

Schaltplan Diodendirektempfänger

Die Diodendirektempfänger bestehen aus $1/2$ oder 1 Wellenlängen langen, mit dem entsprechenden Verkürzungsfaktor multiplizierten Diodendetektoren und sind entsprechend vorgeschaltet. Am Ausgang kann ein Vorstrom eingeprägt werden.

Schaltplan Energieversorgung und Überwachung

Die Probleme der Verkopplung der einzelnen Baugruppen konnten nur durch separate Energieversorgungseinheiten gelöst werden. Als regenerierbare Versorgungsquellen verwendeten wir Blei-Akkus mit 12V/2Ah. Je nach Modul waren mit einem Akkublock Betriebsdauern zwischen 30 Minuten und 40 Stunden möglich. Es erwies sich als notwendig, die Akkuspannung zu überwachen, um Fehlmessungen aufgrund sinkender oder fehlender Betriebsspannung zu vermeiden. Daher wurde jeder der verwendeten Akkublocke mit einer eigenen Überwachungsschaltung (grün: Spannung in Ordnung; rot oder rot blinkend: Nachladen erforderlich) versehen, was sich während der Versuche bewährte. Außerdem wurde jede Einheit mit einem eigenen Ein-Aus-Schalter versehen, so daß Baugruppen mit großer Zeitkonstante (Lokale Oszillatoren, Vorverstärker, Tiefpaß) im

94.00950

20.01.94

Dauerbetrieb gefahren werden konnten und sich im thermischen und elektrischen Gleichgewicht befanden, während Verbraucher mit hoher Stromaufnahme (Sendeendstufen, Konverter) zwischen den Versuchen abgeschaltet wurden.

Schaltplan Stromquelle

Die für die Diodenmessungen eingesetzte Stromquelle ist in Figur 46 dargestellt. Der insgesamt 4 Zehnerpotenzen überstreichende Einstellbereich läßt bei reproduzierbare Messungen an allen Test-Bauelementen zu. Betriebsspannungsschwankungen und Spannungsrückwirkungen durch das zu testende Bauelement werden durch die Schaltung weitestgehend vermieden. Als weiteres Einsatzgebiet hat sich die Auswahl von Bauelementen für Geräte mit extrem geringer Leistungsaufnahme herausgestellt. Bei Betriebsströmen von einigen 10 nA zeigen aktive Elemente wie Dioden, Z-Dioden, Led's und Transistoren beträchtliche Abweichungen von ihrem numerisch vorhersagbaren Verhalten bei den im Datenblatt angegebenen Werten.

Zum besseren Verständnis vorliegender Erfindung sei auch auf die nachfolgende Literaturliste verwiesen und der Inhalt deren Zitate durch Bezugnahme zum Gegenstand der Beschreibung gemacht.

9400950

200194

Literaturliste

- K. Weiner, UHF-Unterlage I-V, Rudolf Schmidt Verlag (1983)
- H. Rollnik, Physikalische und mathematische Grundlagen der Elektrodynamik, BI (1976)
- M. Wagner, Elemente der theoretischen Physik, Vieweg (1977)
- Becker, Sauter, Theorie der Elektrizität, Teubner (1973)
- H. Mitter, Elektrodynamik, BI (1980)
- J. D. Jackson, Classical Electrodynamics, John Wiley & Sons (1975)
- G. Eder, Elektrodynamik, BI (1976)
- H. Feichtinger, mc 5, (1984)
- Benninghoff, Makroskopische und mikroskopische Anatomie des Menschen Bd.2, Urban&Schwarzenberg (1985)
- R.F. Schmidt, G. Thews, Physiologie des Menschen, Springer (1987)
- A. Sommerfeld, Elektrodynamik, Harri Deutsch (1977)
- M. Seifart, Analoge Schaltungen, Hüthig (1987)
- K. H. Hille, Amatuer-Funktechnik Teil B, DARC (1980)
- Intermetall Schaltbeispiele, ITT (1972)
- P. Hawker, amateur radio techniques, Garden City Press Ltd. (1980)
- G. R. Jessop, VHF-UHF-Manual, Garden City Press Ltd. (1983)
- J. Reithofer, UHF-Antennen, Franzis (1979)
- S. Reithofer, Praxis der Mikrowellenantennen, UKW-Berichte (1987)
- R. Lentz, Winkelreflektor-Antennen, UKW-Berichte 3 (1976)
- H. Hutchings, Interfacing with C, Electronics World & Wireless World 4 (1990)
- H. Hutchings, Interfacing with C, Part 2, Electronics World & Wireless World 5 (1990)
- H. Hutchings, Interfacing with C, Part 3, Electronics World & Wireless World 6 (1990)
- H. Hutchings, Interfacing with C, Part 4, Electronics World & Wireless World 7 (1990)
- H. Hutchings, Interfacing with C, Part 5, Electronics World & Wireless World 8 (1990)
- H. Hutchings, Interfacing with C, Part 5, Electronics World & Wireless World 9 (1990)
- H. Hutchings, Interfacing with C, Part 6, Electronics World & Wireless World 10 (1990)
- H. Hutchings, Interfacing with C, Part 7, Electronics World & Wireless World 11 (1990)

9400950

200194

- H. Hutchings, Interfacing with C, Part 8, Electronics World & Wireless World 12 (1990)
- H. Hutchings, Interfacing with C, Part 9, Electronics World & Wireless World 1 (1991)
- H. Hutchings, Interfacing with C, Part 10, Electronics World & Wireless World 2 (1991)
- G. Warmbold, W. Koerver, Meßdatenerfassung mit dauerhafter Speicherung, Elektronik 8 (1990)
- K. Rothammel, Antennenbuch, Franckh (1988)
- G. Jordan-Engeln, F. Reutter, Formelsammlung zur numerischen Mathematik mit Fortran IV-Programmen, BI (1976)
- G. Engeln-Müllges, F. Reutter, Formelsammlung zur numerischen Mathematik mit BASIC-Programmen, BI (1985)
- G. Engeln-Müllges, F. Reutter, Formelsammlung zur numerischen Mathematik mit C-Programmen, BI (1987)
- A. Lacroix, Digitale Filter, Oldenbourg (1988)
- R. W. Hamming, Digitale Filter, VCH (1987)
- M. Seifart, Analoge Schaltungen, Hüthig (1987)
- U. Tietze, Ch. Schenk, Halbleiter-Schaltungstechnik, Springer (1976)
- J. G. Holbrook, Laplace-Transformation, Vieweg (1984)
- G. D. Smith, Numerische Lösung von partiellen Differentialgleichungen, Vieweg (1970)
- G. Jordan-Engeln, F. Reutter, Numerischen Mathematik für Ingenieure, BI (1978)
- L. Kirchner, μ Pegelschreiber, Elrad 9 (1987)
- L. Kirchner, μ Pegelschreiber, Elrad 10 (1987)
- L. Kirchner, μ Pegelschreiber, Elrad 11 (1987)
- L. Kirchner, μ Pegelschreiber, Elrad 1 (1988)
- W. Richter, Numerische Lösung partieller Differential-gleichungen mit der Finite-Elemente-Methode, Vieweg (1986)
- N. Hesselmann, Digitale Signalverarbeitung, Vogel (1983)
- E. Spindler, Antennen, Verlag Technik Berlin (1982)
- H. Schildt, Advanced Turbo C, McGraw-Hill (1987)
- D. Lange, Methoden der Signal- und Systemanalyse, Vieweg (1985)
- M. J. Lighthill, Theorie der Fourier-Analysis, BI (1966)
- J. W. Coffron, Programmierung des 8086/8088, Sybex (1984)

9400950

20.01.94

Schutzansprüche

1. Vorrichtung zur Erfassung lebender Körpern, insbesondere zur Erfassung lebender menschlicher Körper, mit Hilfe elektromagnetischer Signale und einer Empfangseinrichtung für elektromagnetische Signale dadurch gekennzeichnet, daß die Empfangseinrichtung (3) für elektromagnetische Signale eine Einrichtungen zur Gewinnung von für lebende Körper charakteristischen Frequenzanteilen aus den elektromagnetischen Signalen umfaßt.
2. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Empfangseinrichtung (3) eine Empfangsantenne (4) mit definierter Richtcharakteristik, die kleine Neben- oder Seitenkeulen, eine große Vorwärtskeule und eine kleine Rückwärtskeule umfaßt.
3. Vorrichtung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Empfangseinrichtung (3) einen Direktmodulator umfaßt, der direkt aus dem empfangenen elektromagnetischen Signal die für lebende Körper charakteristischen Frequenzanteile demoduliert.
4. Vorrichtung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß der Direktmodulator (3) ein Bauelement mit einer nichtlinearen Strom/Spannungskennlinie als frequenzselektives Element für die Demodulation der für lebende Körper charakteristischen Frequenzanteile umfaßt.
5. Vorrichtung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß der Direktmodulator (3) eine Diode, einen bipolaren oder einen Feldeffekt-Transistor umfaßt.

9400950

20.01.94

6. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 5,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Empfangseinrichtung (3) eine dem Demodulator (5)
vorgeschaltete Frequenzumsetzeinrichtung (6) umfaßt.
7. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 6,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Vorrichtung eine Sendeeinrichtung (1) zum Senden eines
elektromagnetischen Trägersignals mit festgelegter Frequenz umfaßt.
8. Vorrichtung nach Anspruch 7,
dadurch gekennzeichnet,
daß das Trägersignal in einem Frequenzbereich von ungefähr einem
MHz bis zu ungefähr einem THz liegt.
9. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 7 bis 8,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Sendeeinrichtung (1) eine Sendeantenne (2) mit festgelegter
Richtcharakteristik umfaßt.
10. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 9
dadurch gekennzeichnet,
daß die Einrichtung zur Gewinnung von für lebende Körper
charakteristischen Frequenzanteilen, eine Filtereinrichtung (7),
eine Abtasteinrichtung, einen A/D-Wandler (9) und eine
Recheneinrichtung (10) zur Spektralanalyse umfaßt.
11. Vorrichtung nach Anspruch 10,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Filtereinrichtung (7) wenigstens ein analoges Abtastfilter
umfaßt.
12. Vorrichtung nach Anspruch 11,
dadurch gekennzeichnet, daß das Abtastfilter die Bandbreite des
elektromagnetischen Signals vor der Abtastung und vor der A/D-
Wandlung zu hohen Frequenzen hin begrenzt.

94.00950

13. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 10 bis 12,
dadurch gekennzeichnet,
daß die Filtereinrichtung (7) ein Hochpaßfilter umfaßt, das die
Bandbreite des elektromagnetischen Signals zu niedrigen Frequenzen
hin begrenzt.

9400950

10.07.95

180

Fig. 1

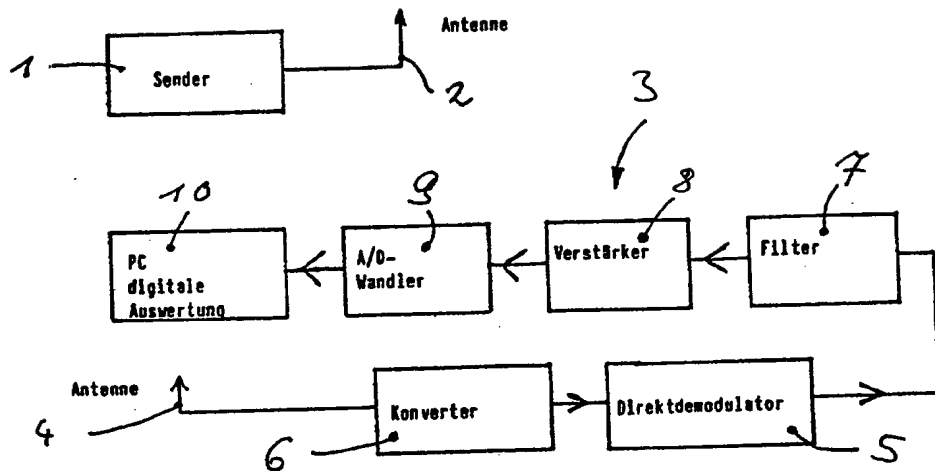
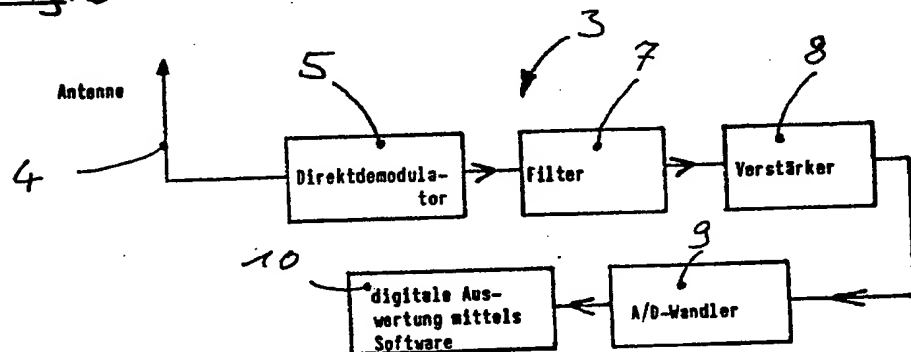


Fig. 2

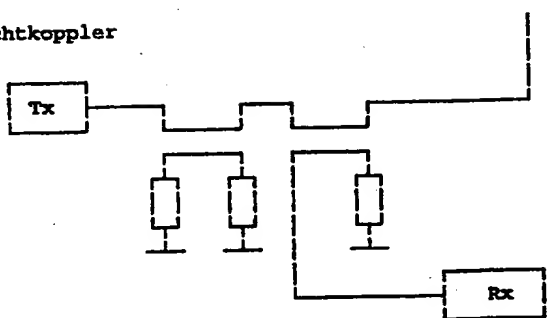


94.00950

10.07.95

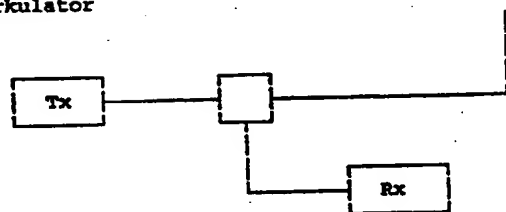
Figur 3

Richtkoppler



Figur 4

Zirkulator

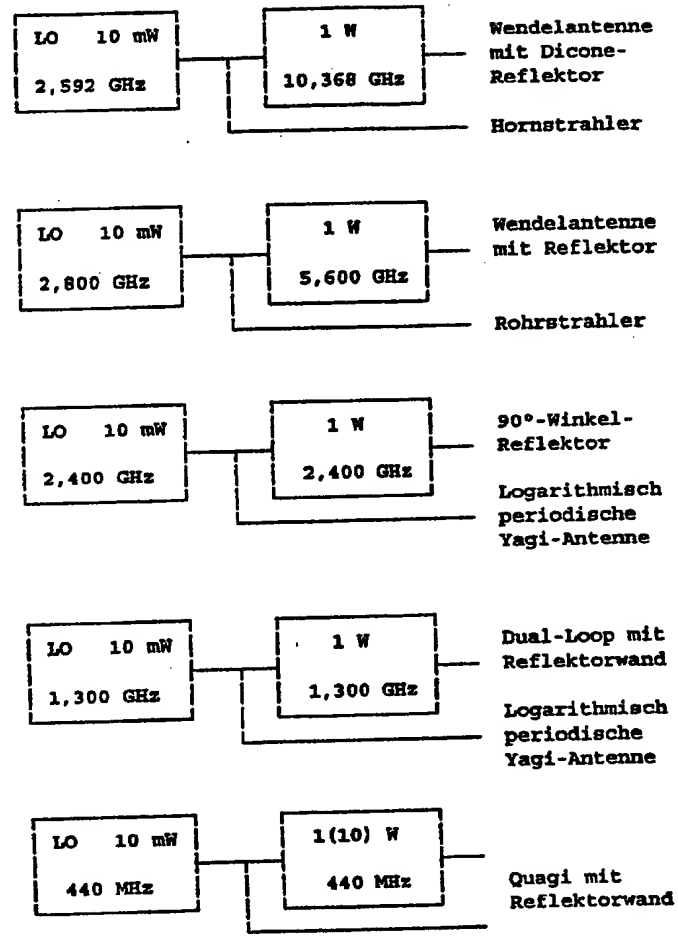


94.00950

10.07.95

Figur 5

Sendebaugruppen

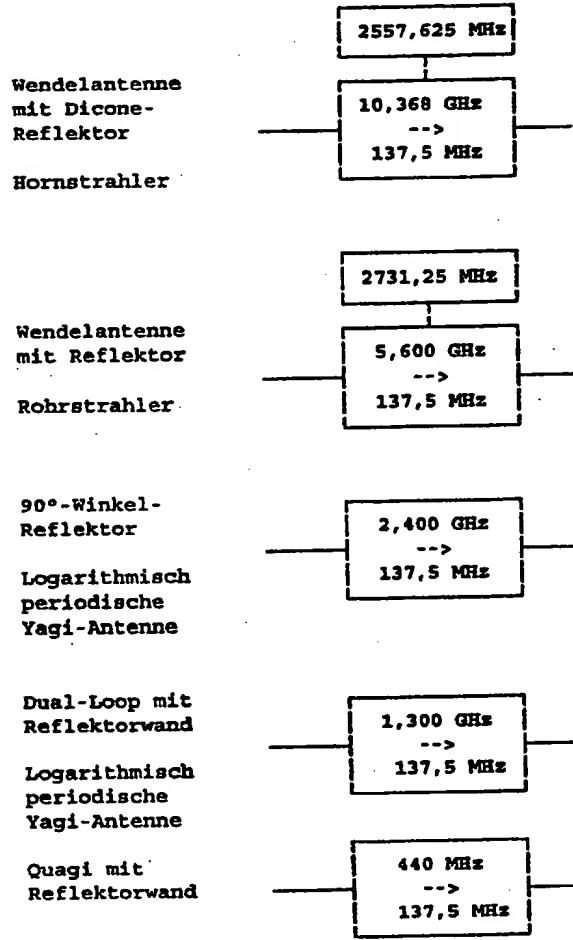


94.00950

10.07.95

Figur 6

Empfangsbaugruppen

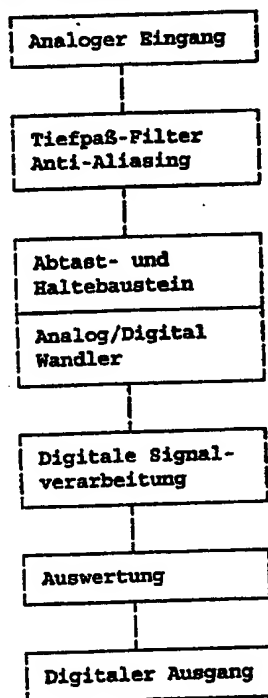


94.00950

10.07.95

Figur 7

Aufbau der Auswertekette



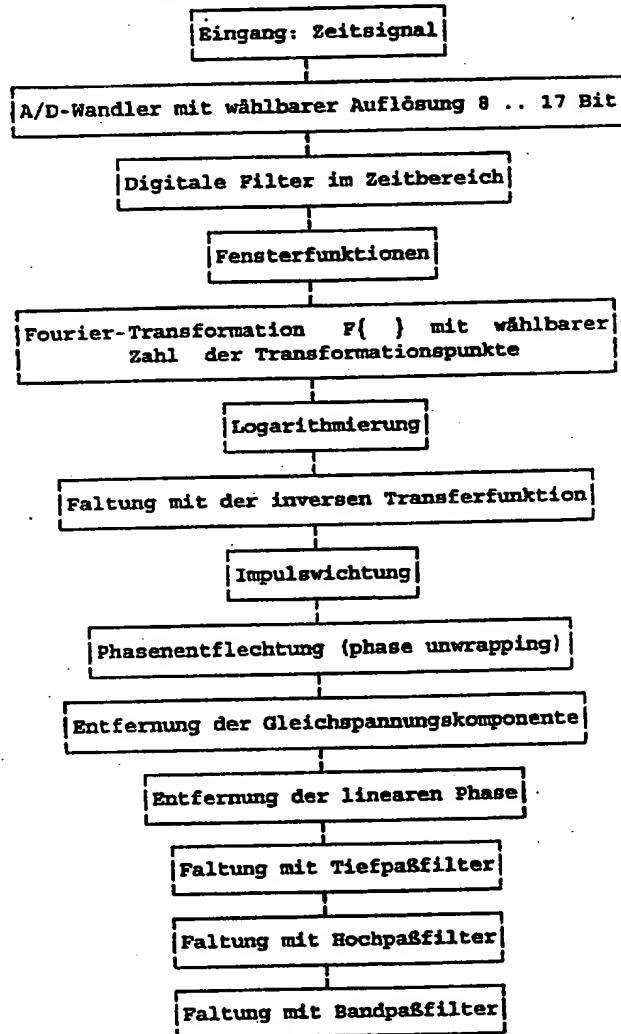
94.00950

10.07.95

185

Figur 8

implementierte Bearbeitungsschritte:



weiterer Verlauf in Figur 8a

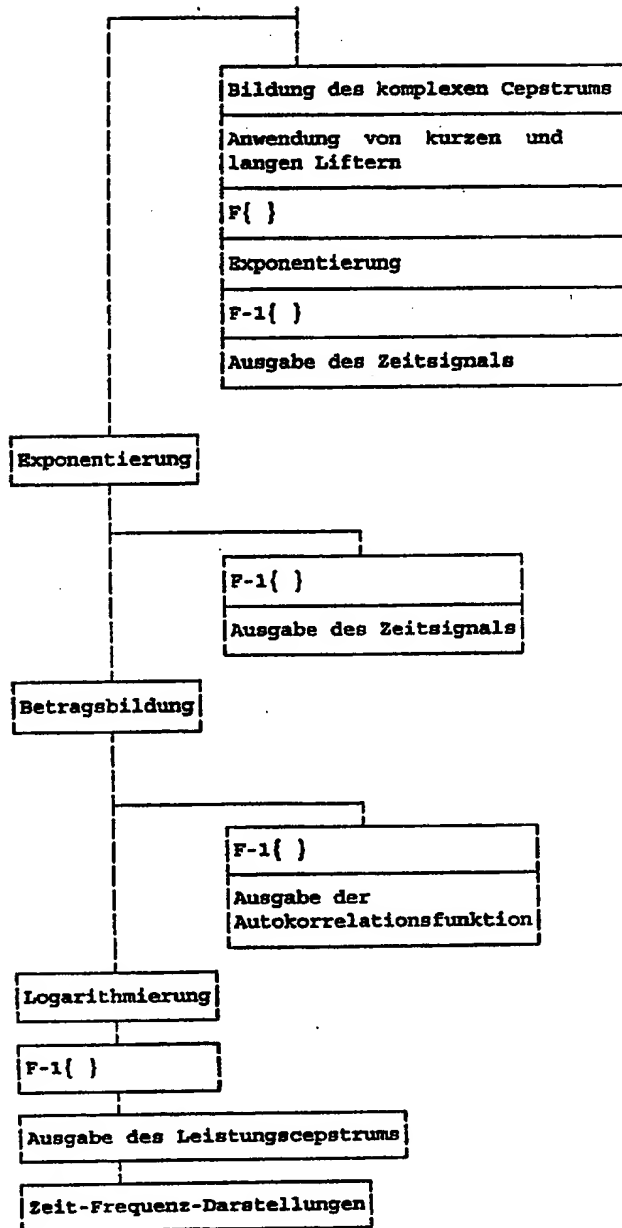
04.00.030

10.07.95

186

Figur 8a

von Figur 8 kommende Verbindung

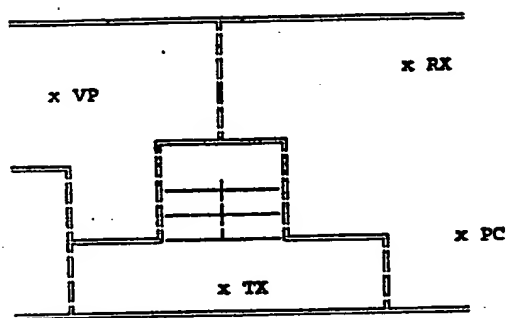


94.00950

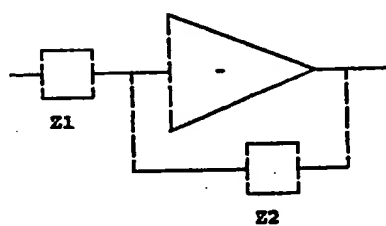
100795

187

Figur 9



Figur 10

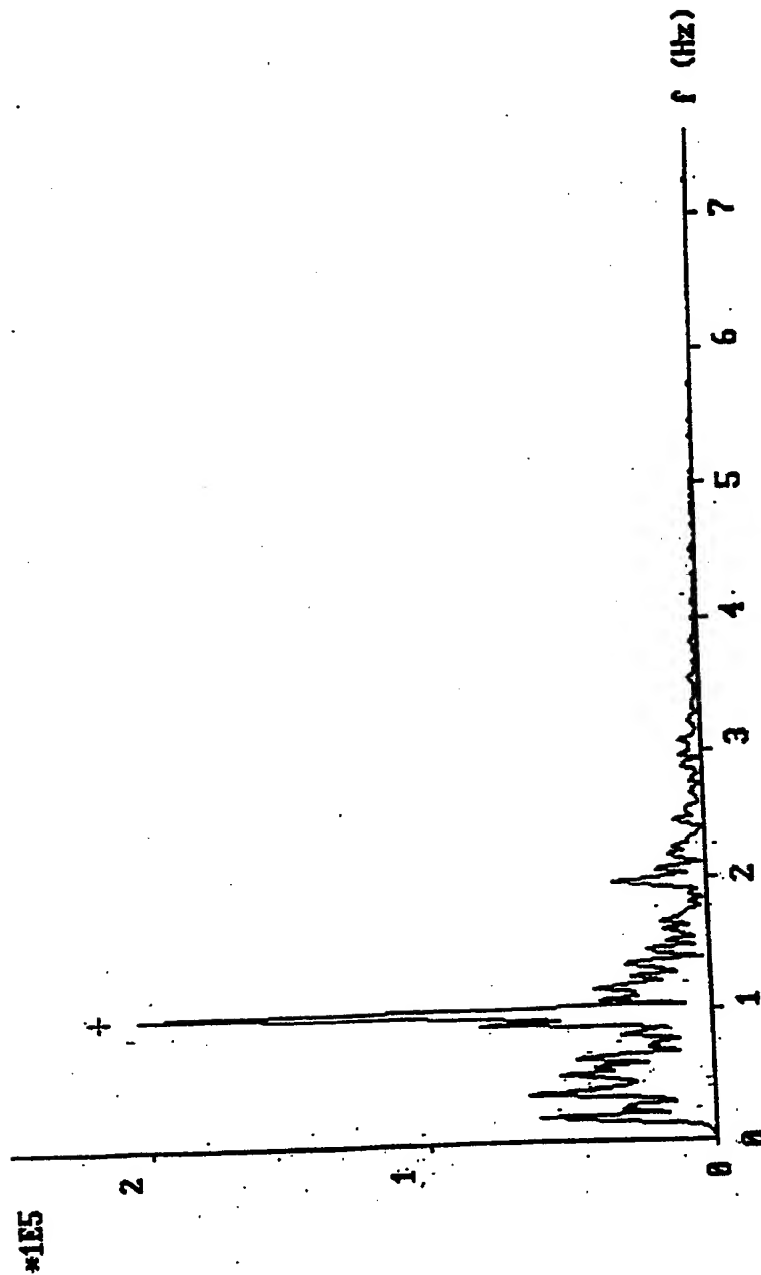


9400950

10.07.95

188

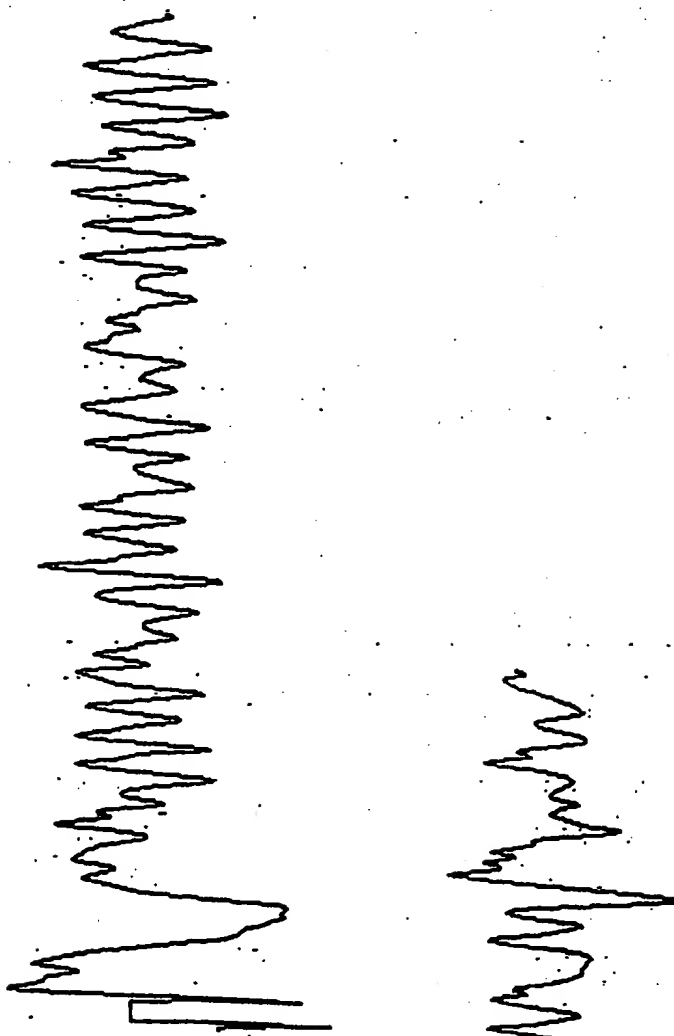
Fig. 11



94.00950

10.07.95

Fig. 12

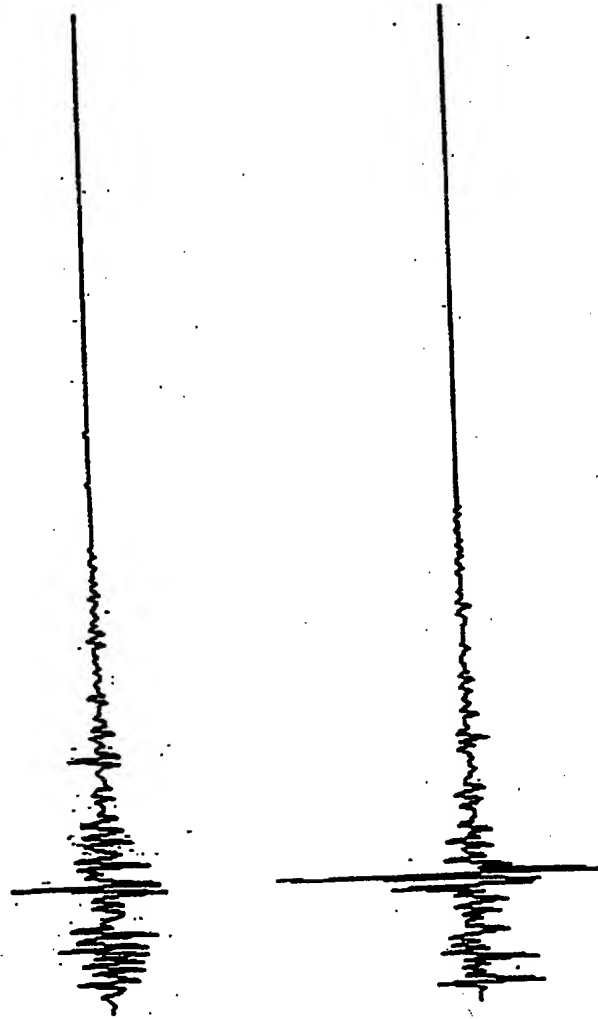


94.00950

10.07.95

180

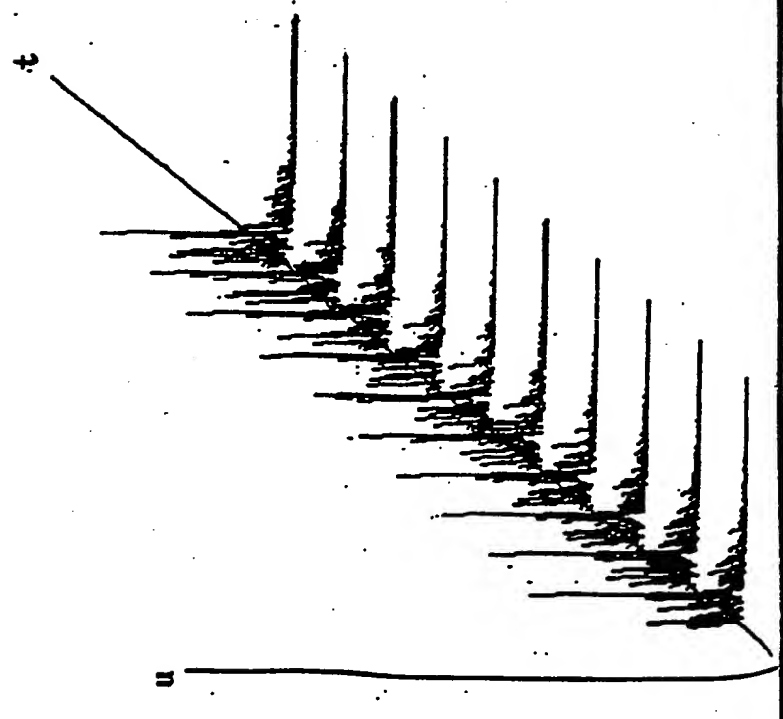
Fig. 13



94.00950

10.07.95

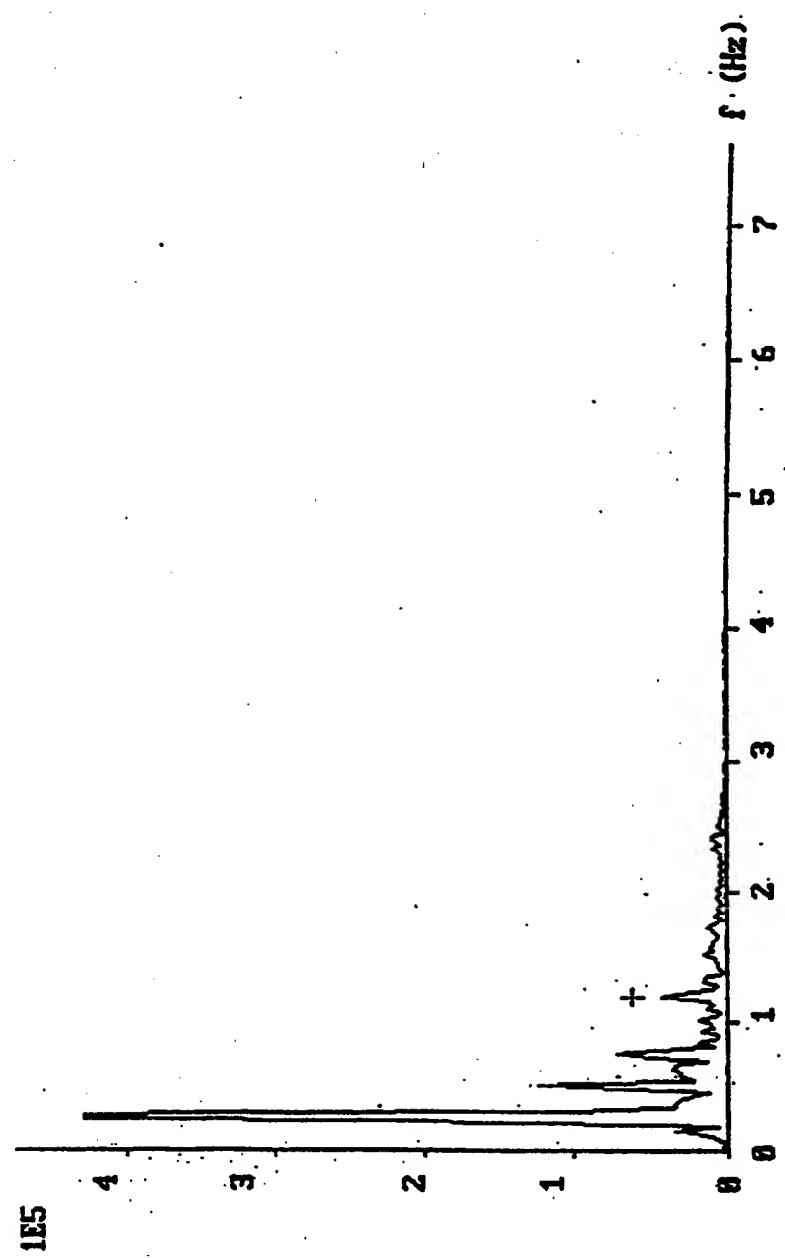
Fig. 14



94.00950

10.07.95

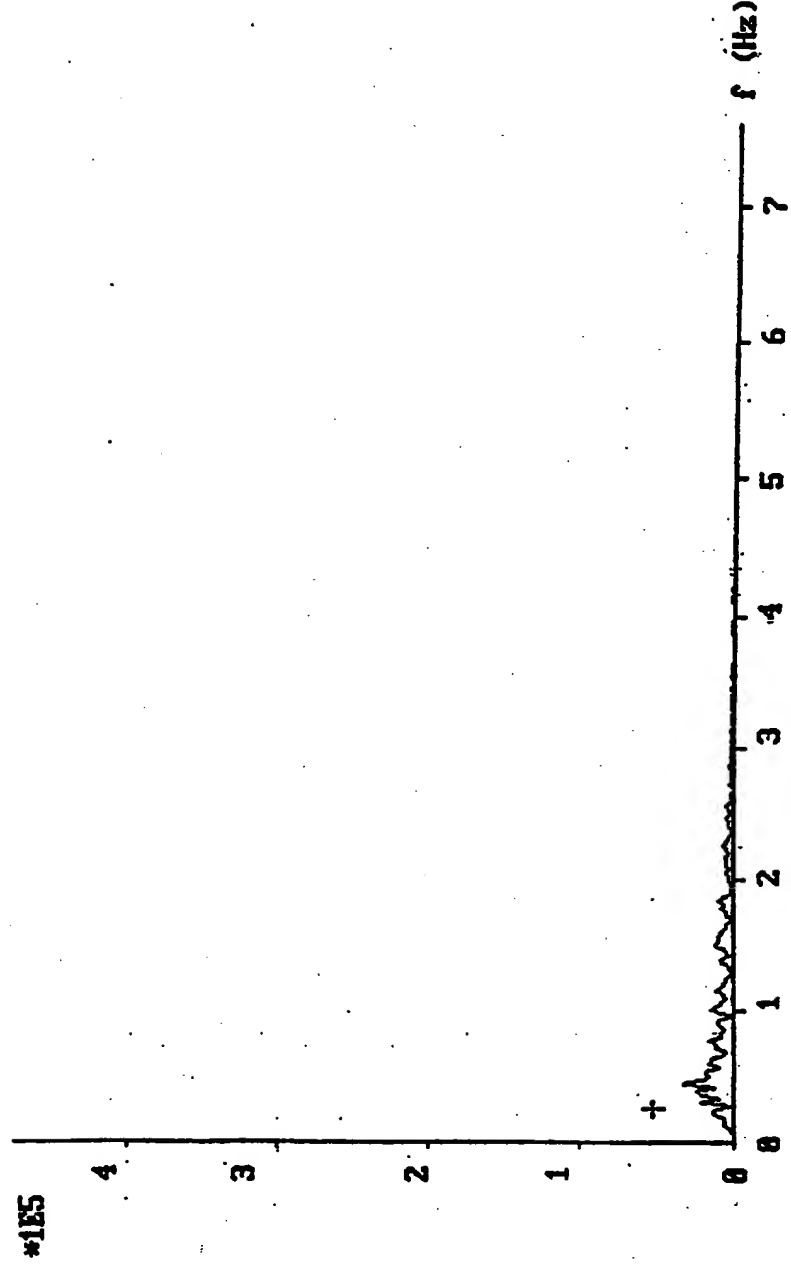
Fig. 15



94.00950

10.07.95

Fig. 16

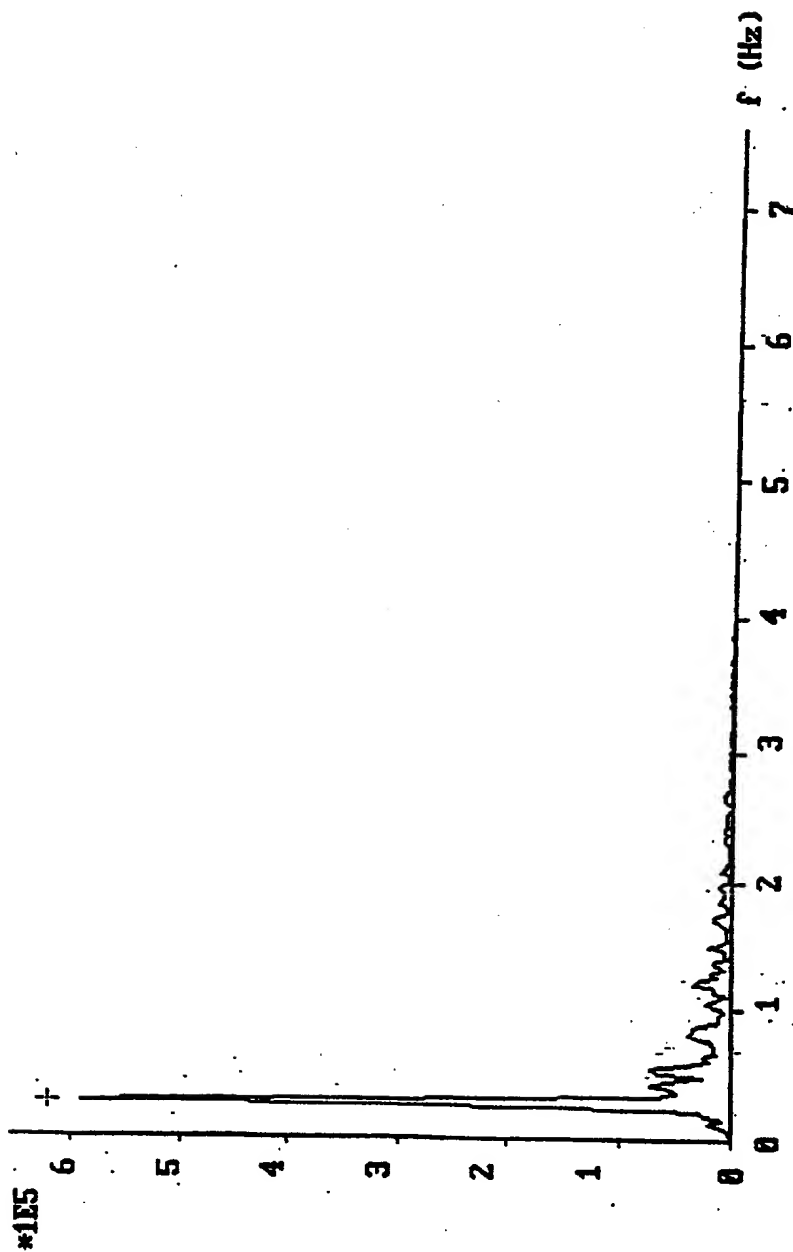


9.00.95

10.07.95

194

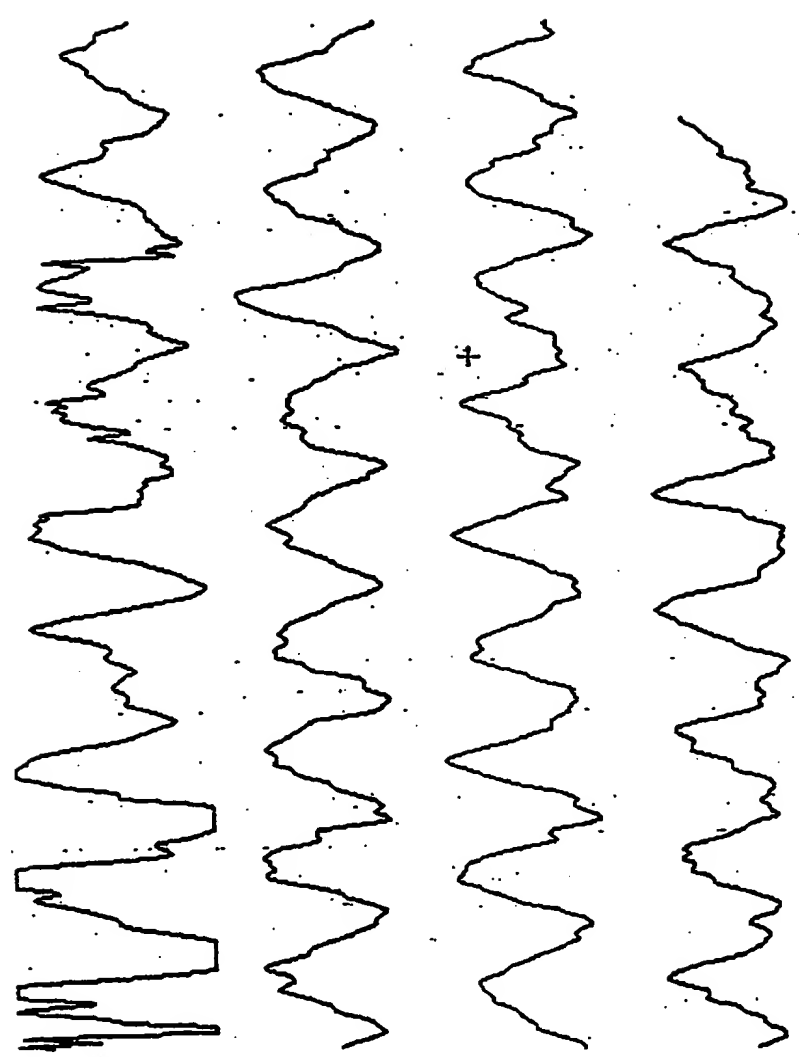
Fig 17



24.00.95

10.07.95

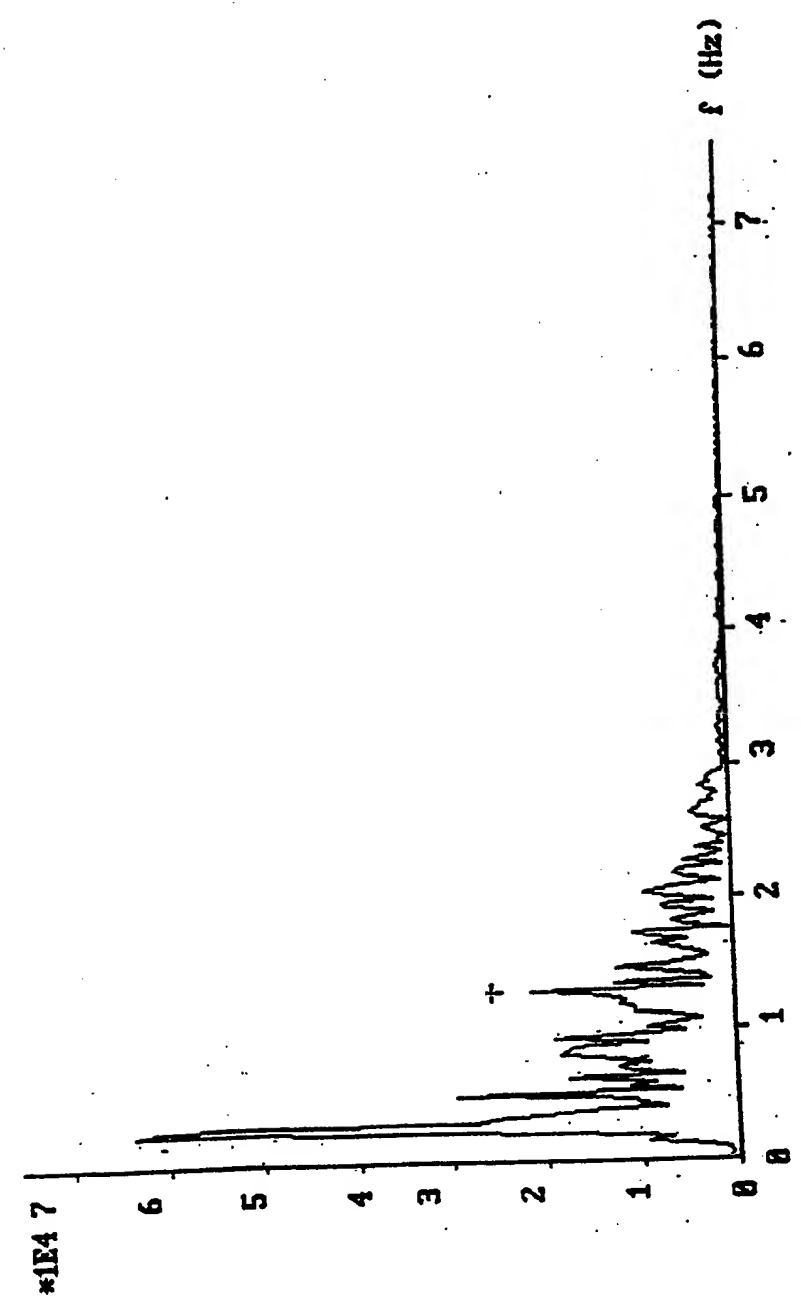
Fig. 18



04.00.950

30.07.95

Fig. 13

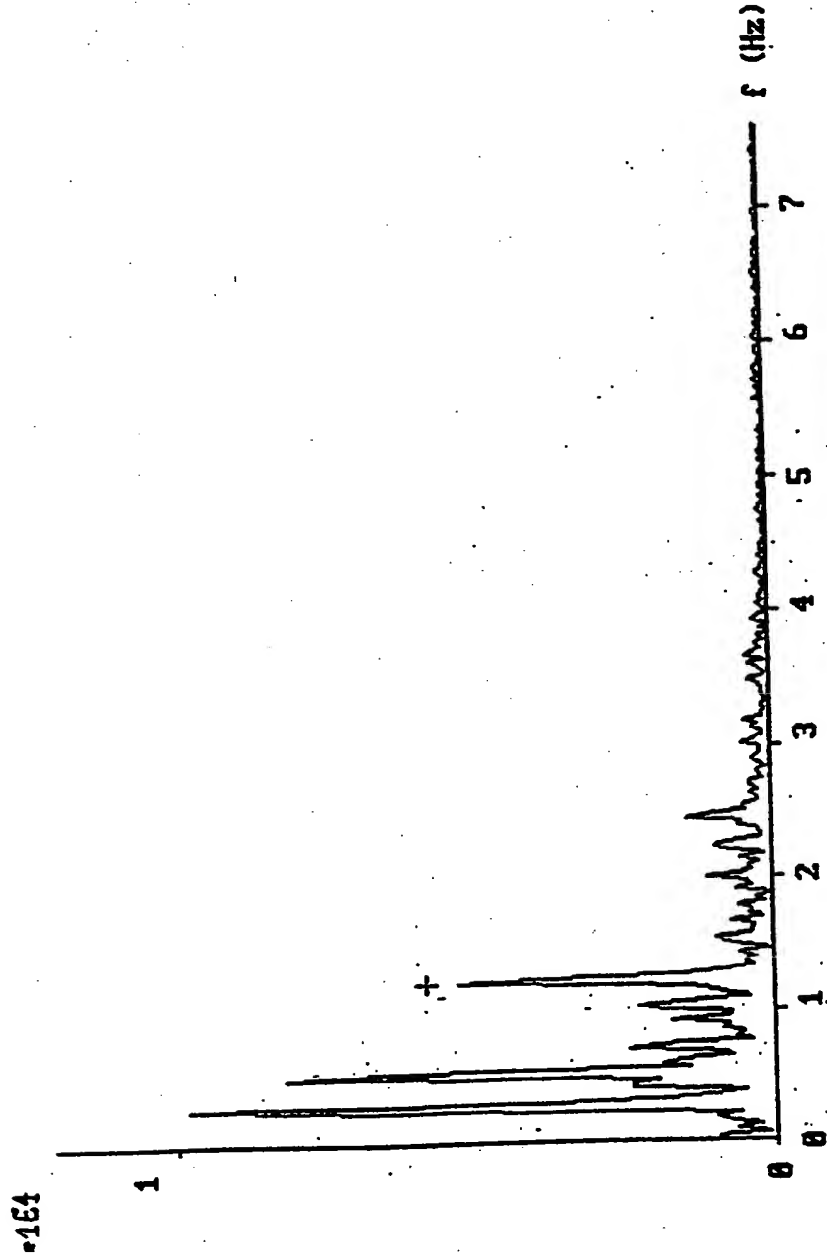


95.00950

10.07.95

137

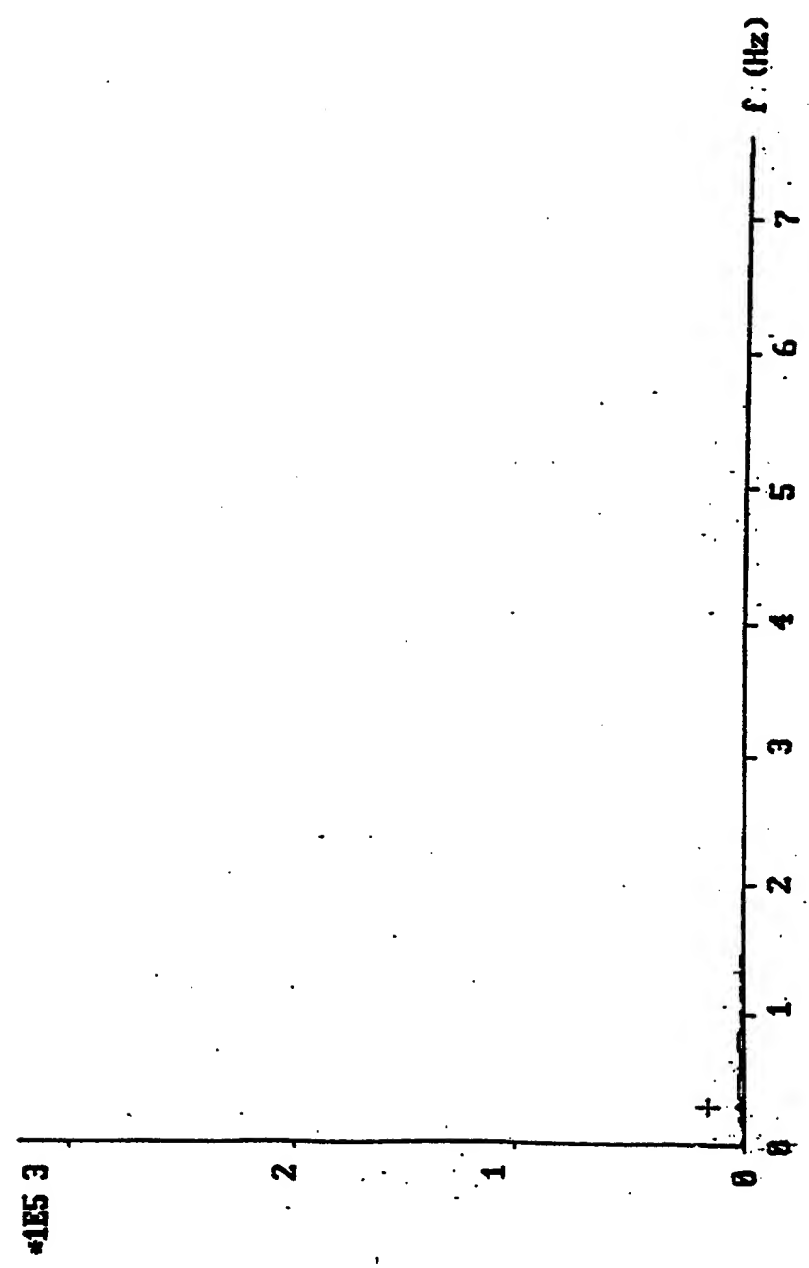
Fig. 20



94.00950

10-07-95

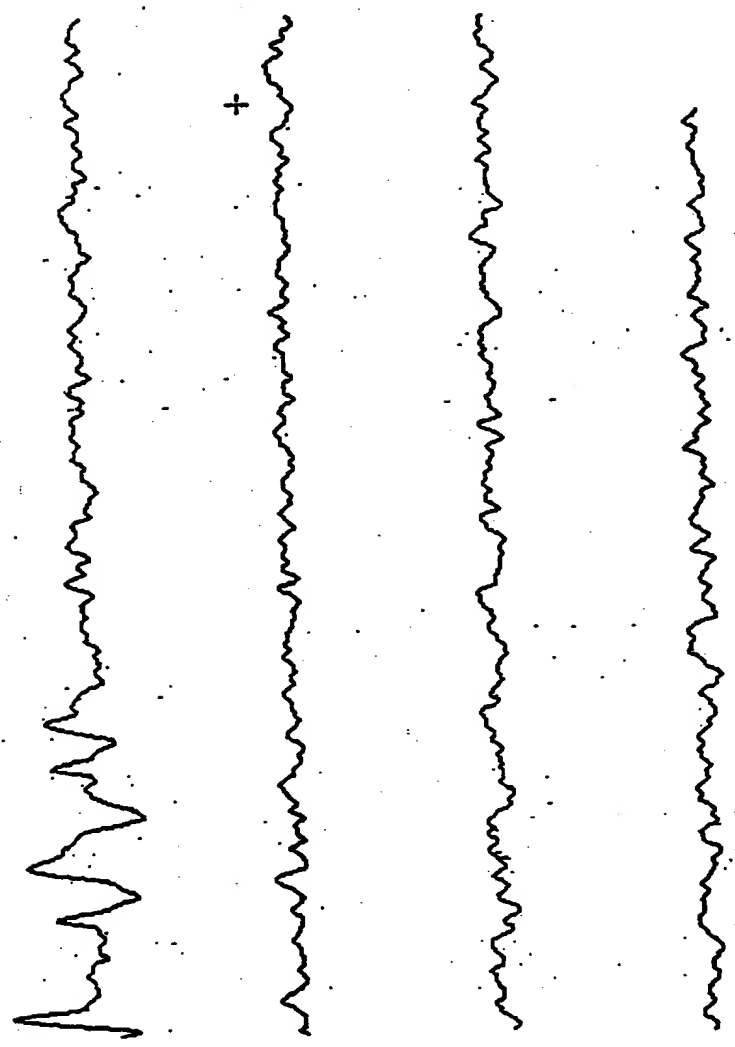
Fig. 21



9400950

10.07.95

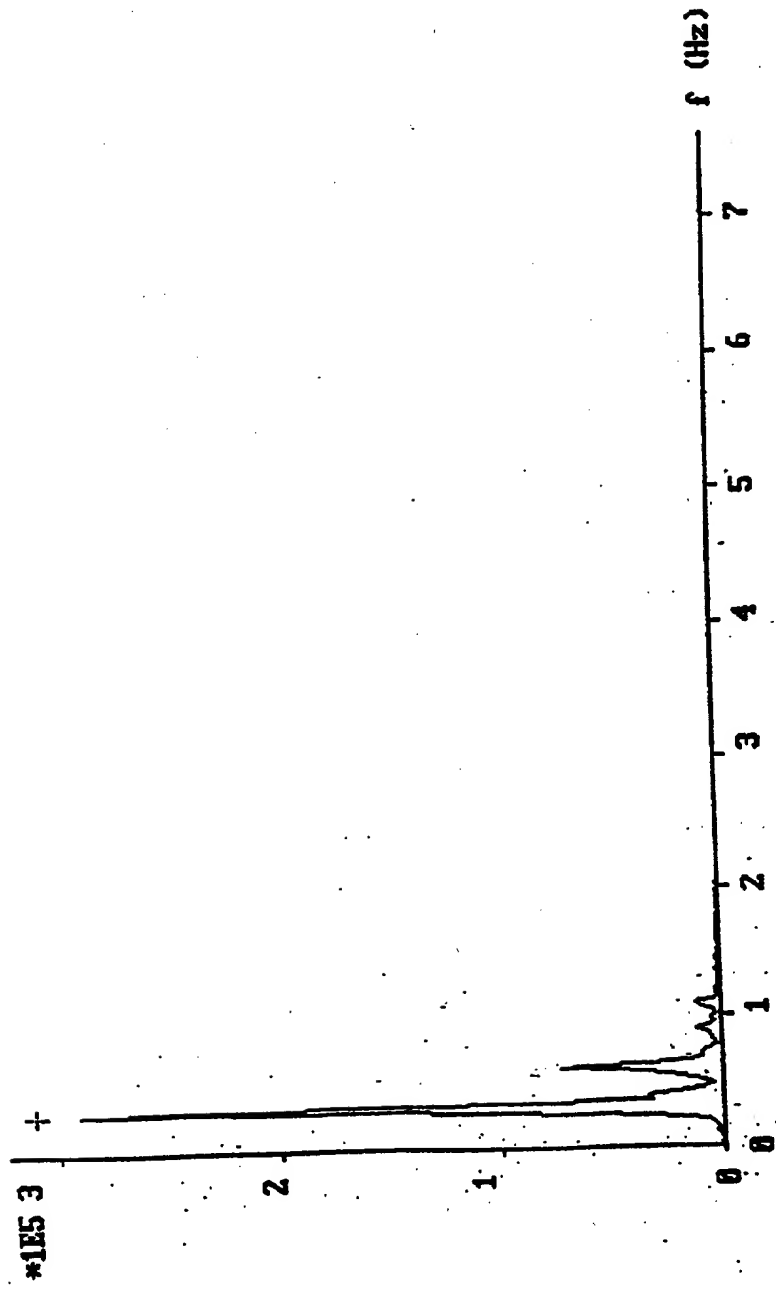
Fig. 22



94.00950

10.07.95

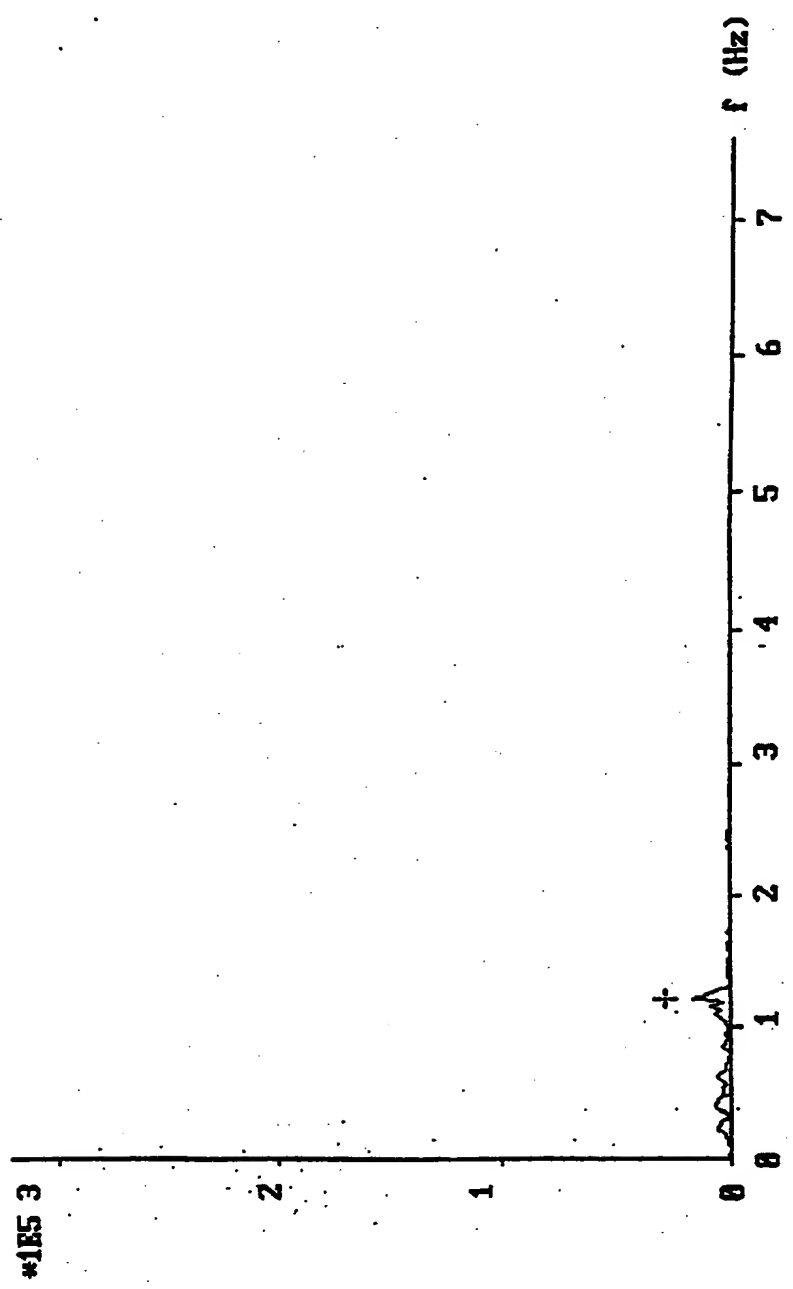
Fig. 23



94.00950

10.07.95

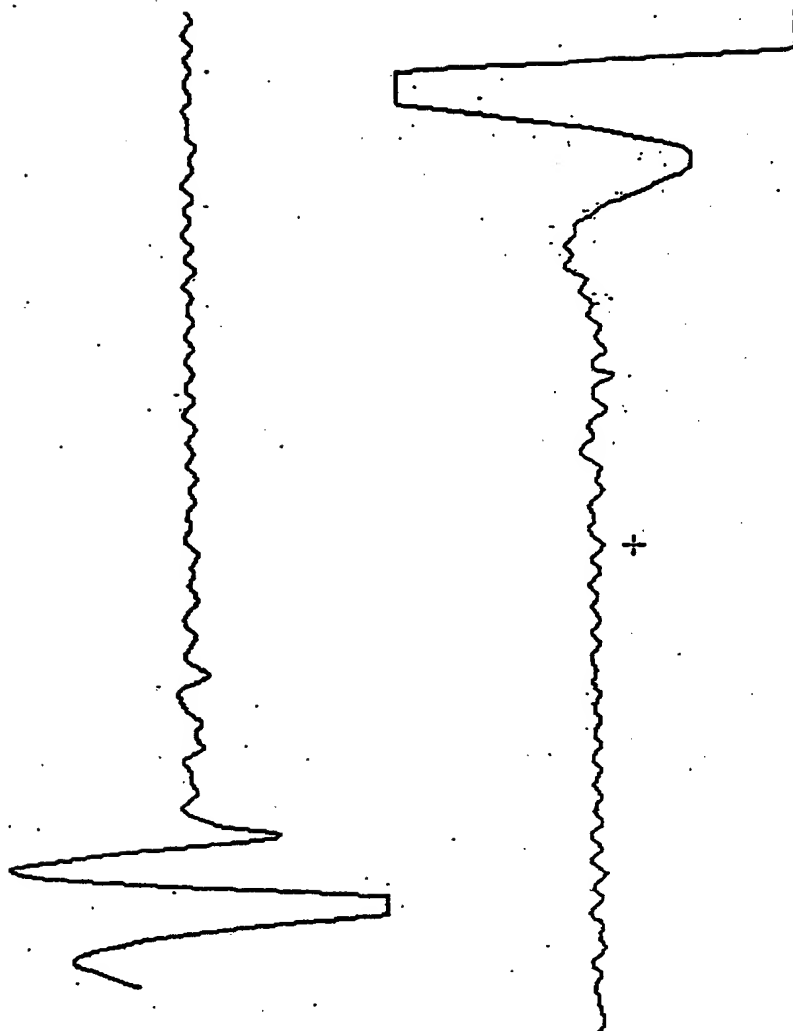
Fig. 24



94.00950

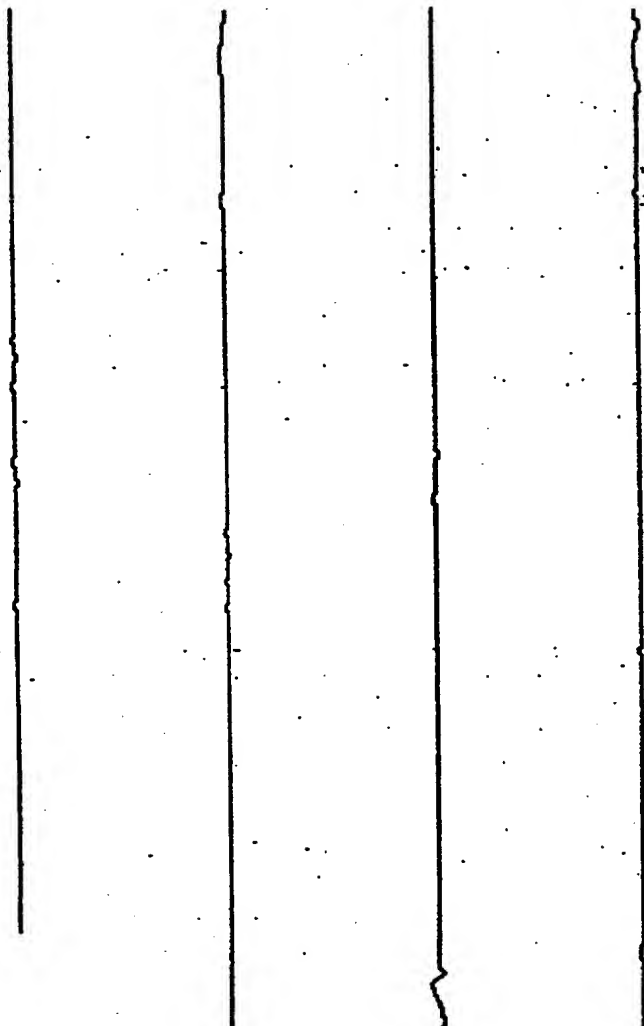
10.07.95

Fig. 25



94.00950

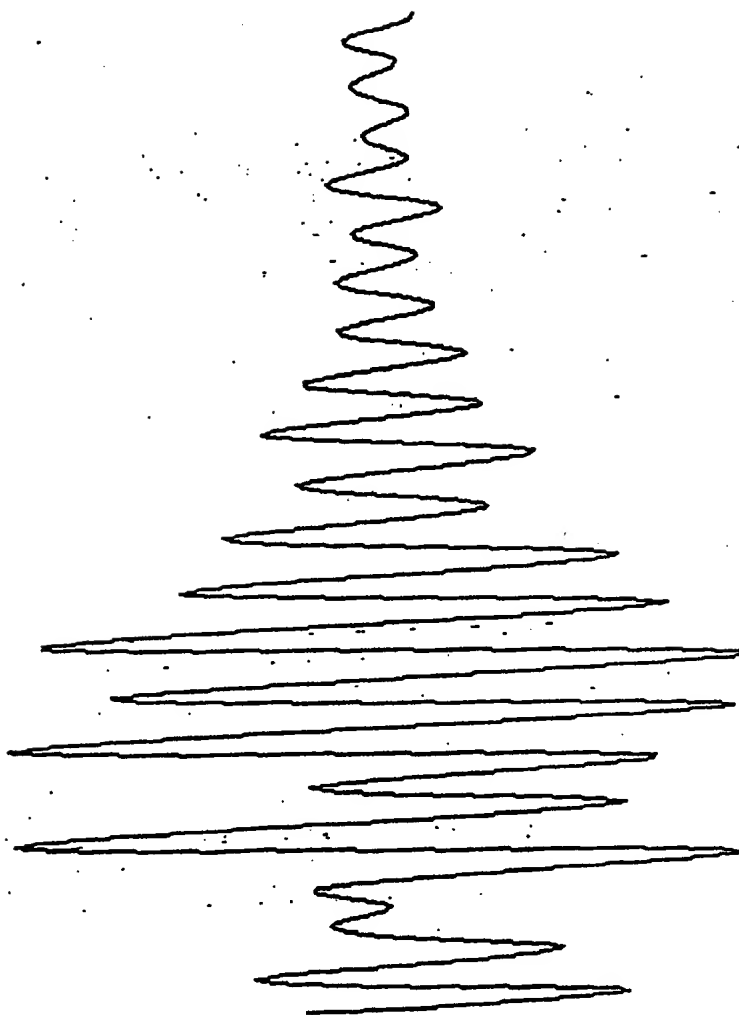
10.07.95

Fig. 26

94.00950

10-07-95

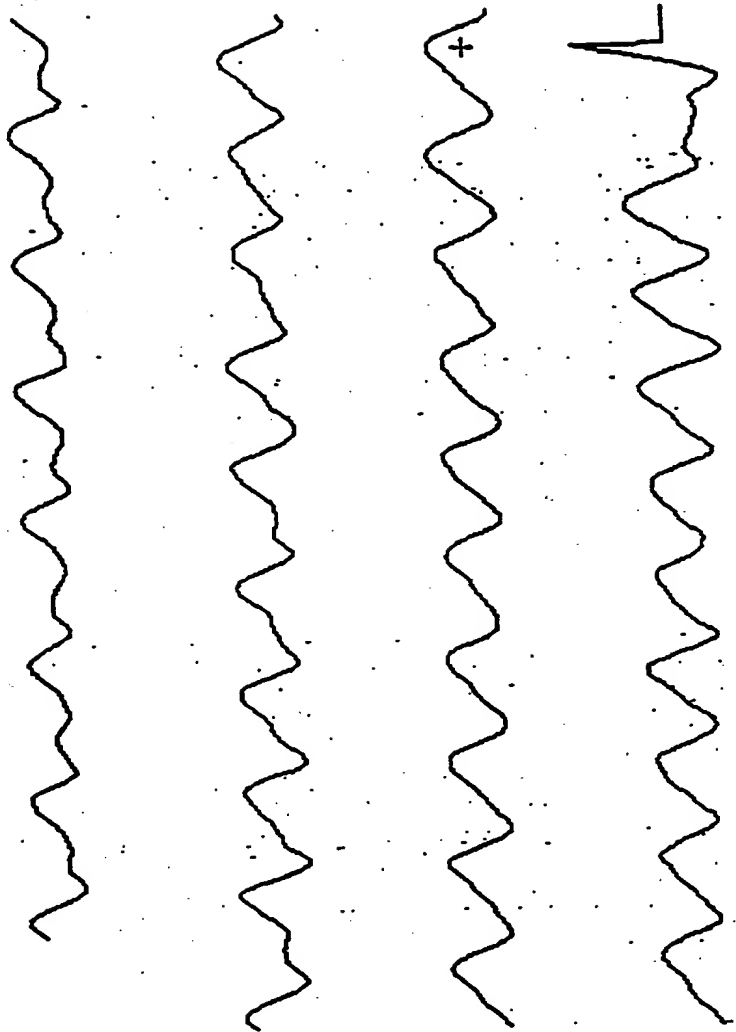
Fig. 22



9400950

10.07.95

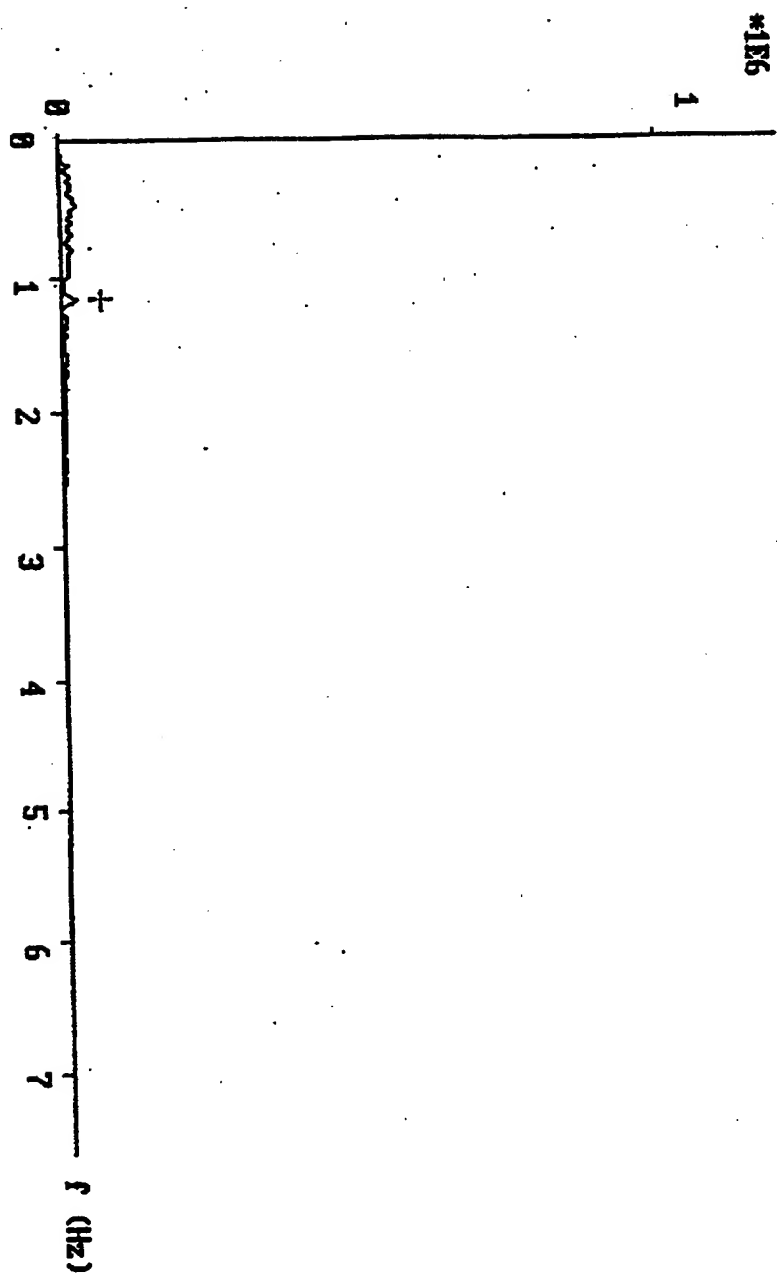
Fig. 28



94.00950

10.07.95

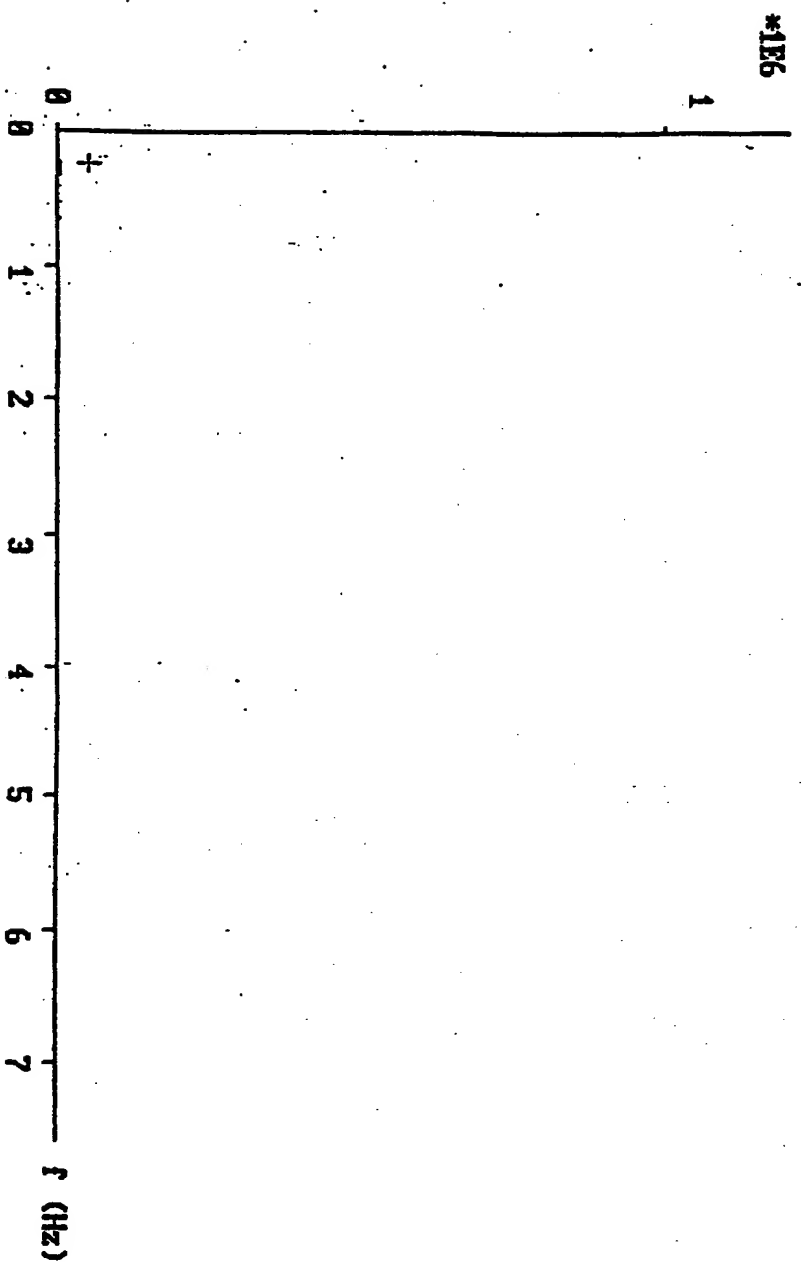
Fig. 29



94.00950

10.07.95

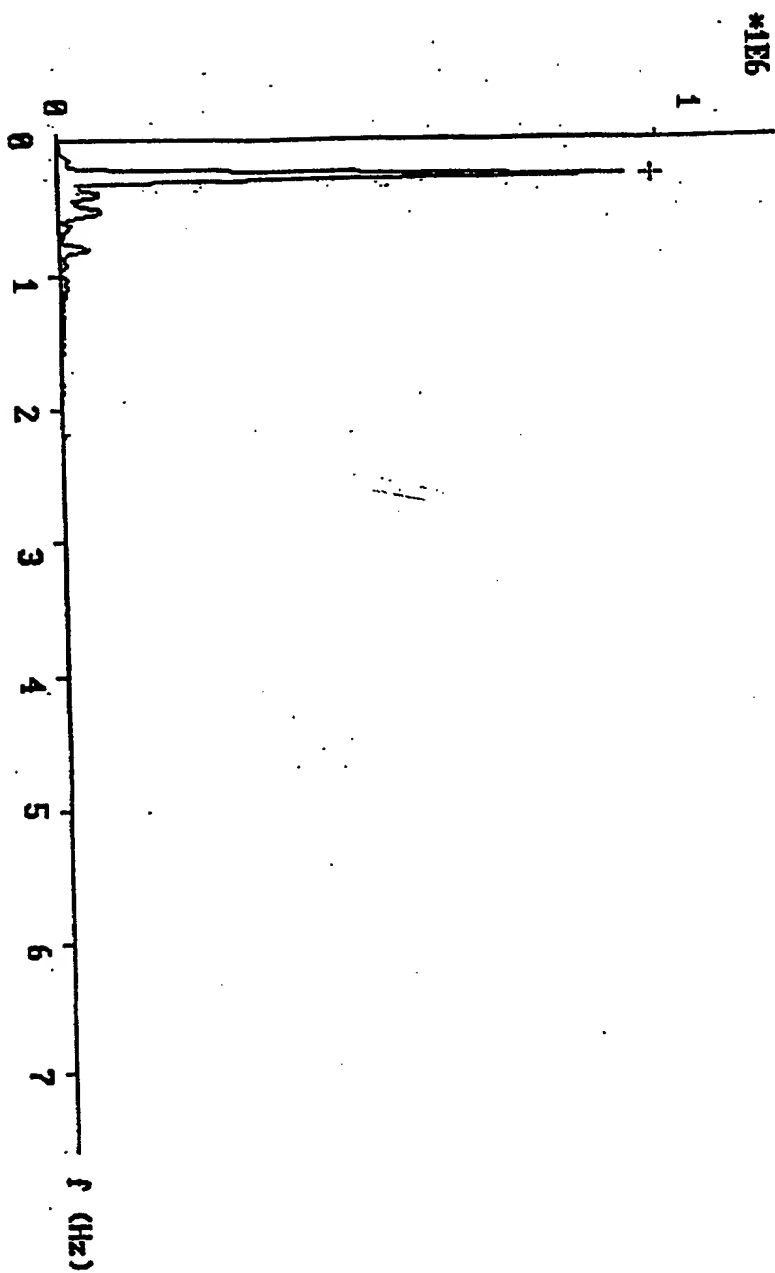
Fig. 3.0



04.00.95

10.07.95

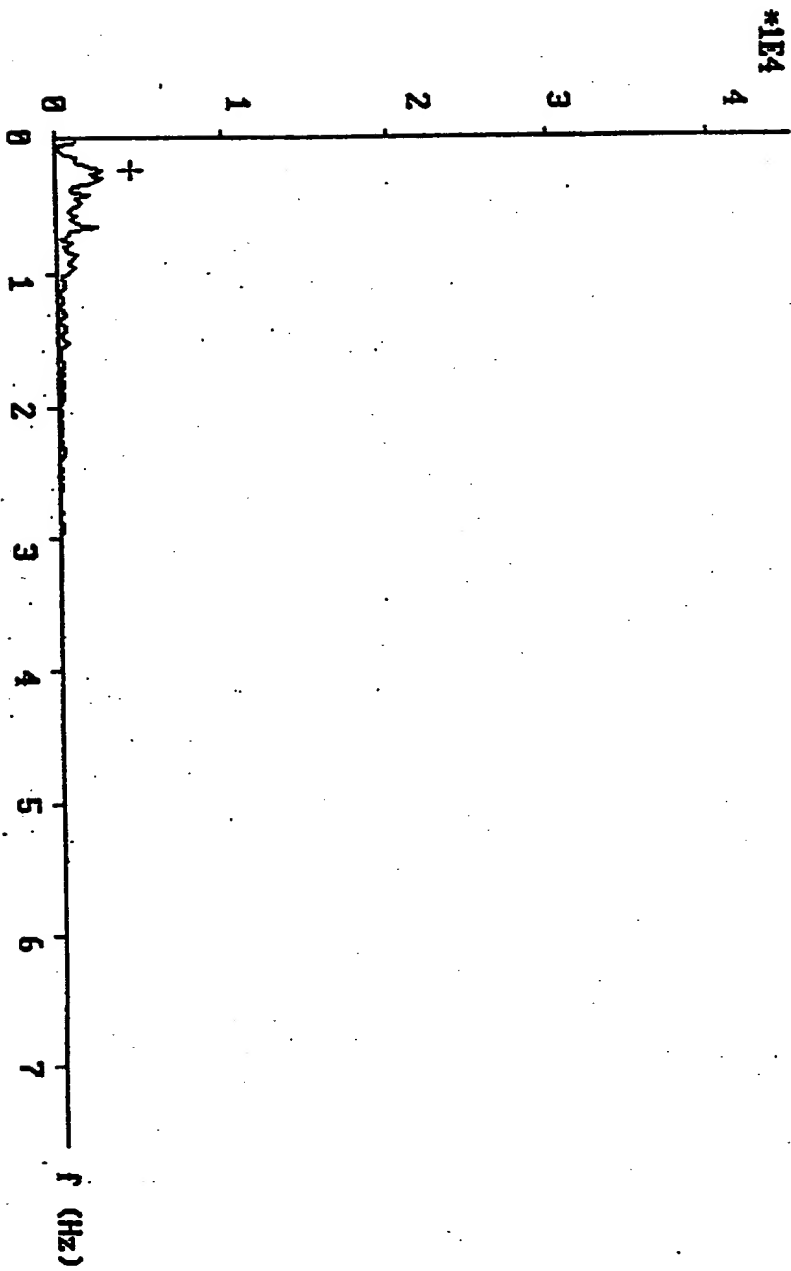
Fig. 37



94.00950

10.07.93

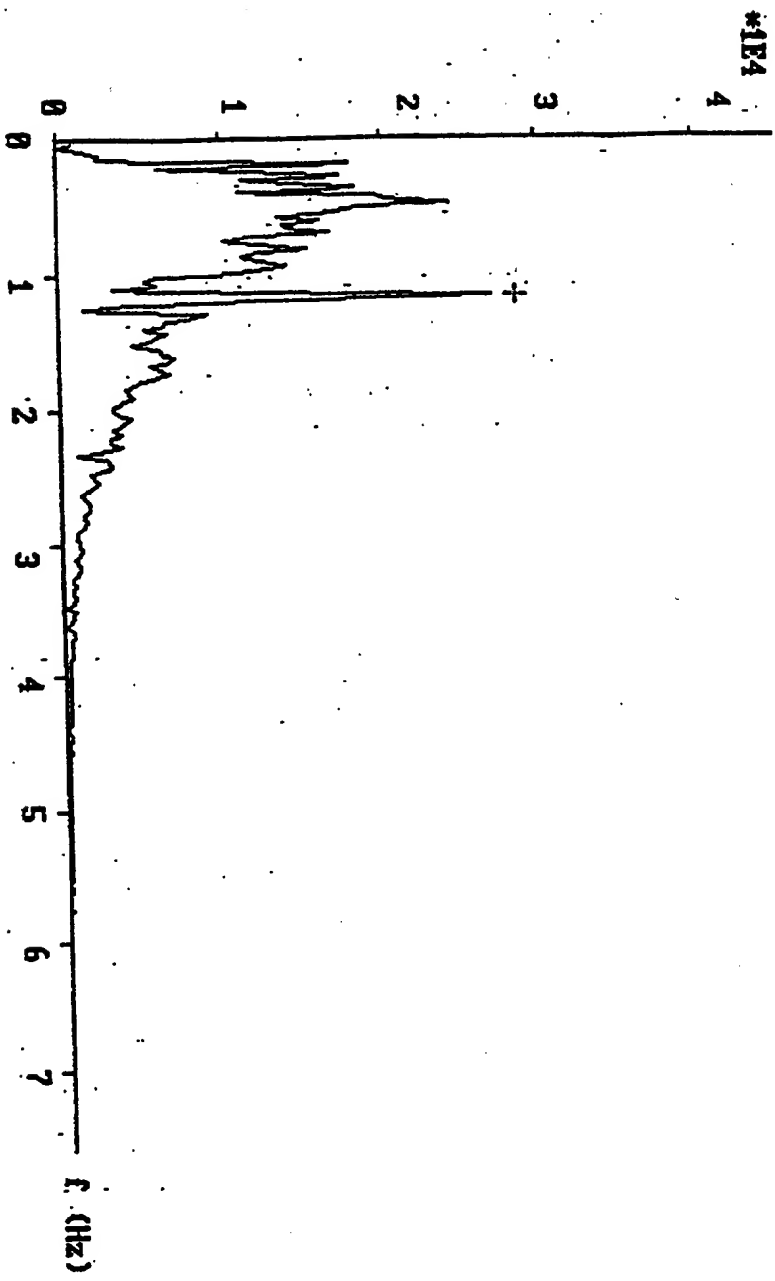
Fig. 32



05600046

10.07.95

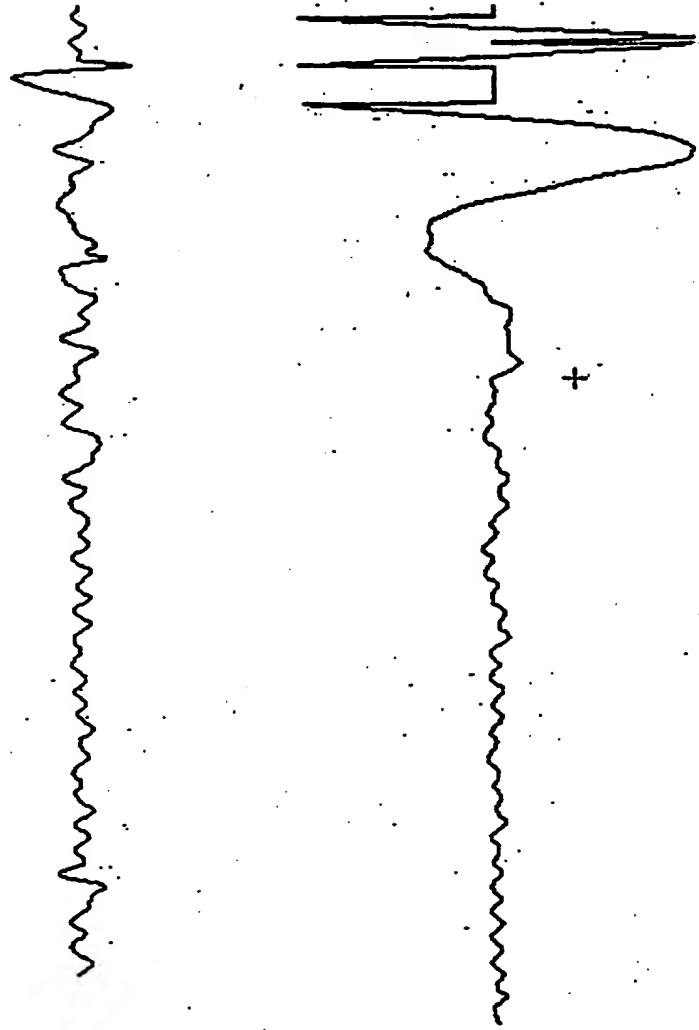
Fig. 33



05.07.95

10-07-95

Fig. 34

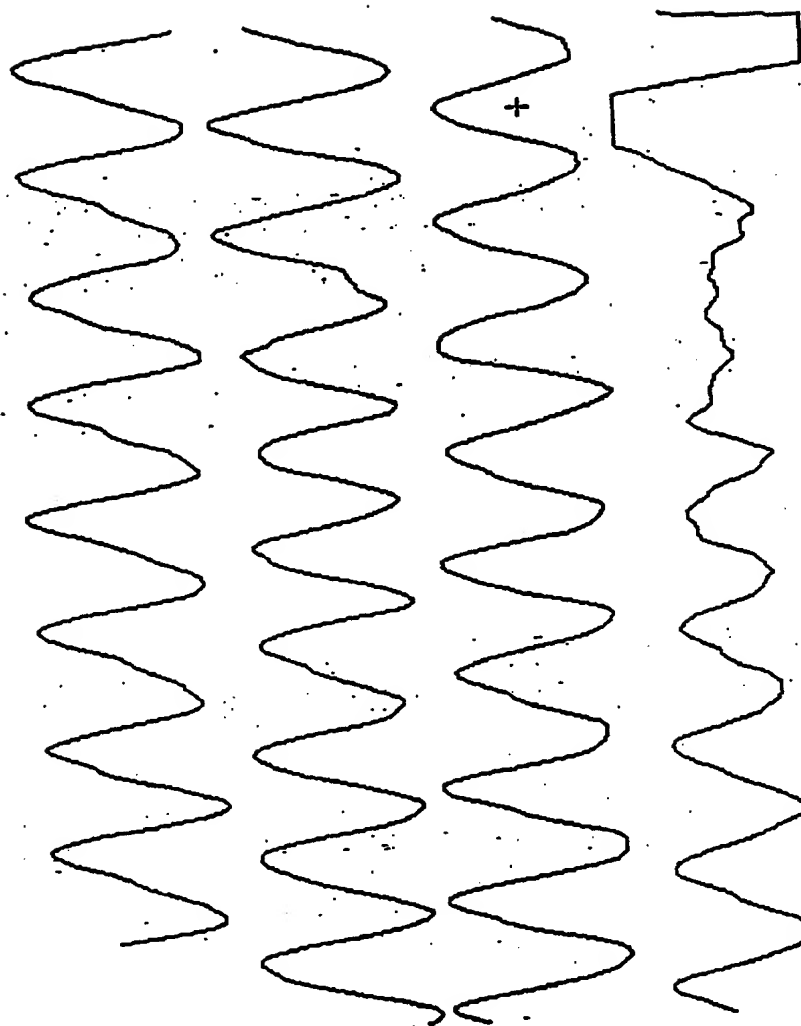


04.00000

QAL

10.07.95

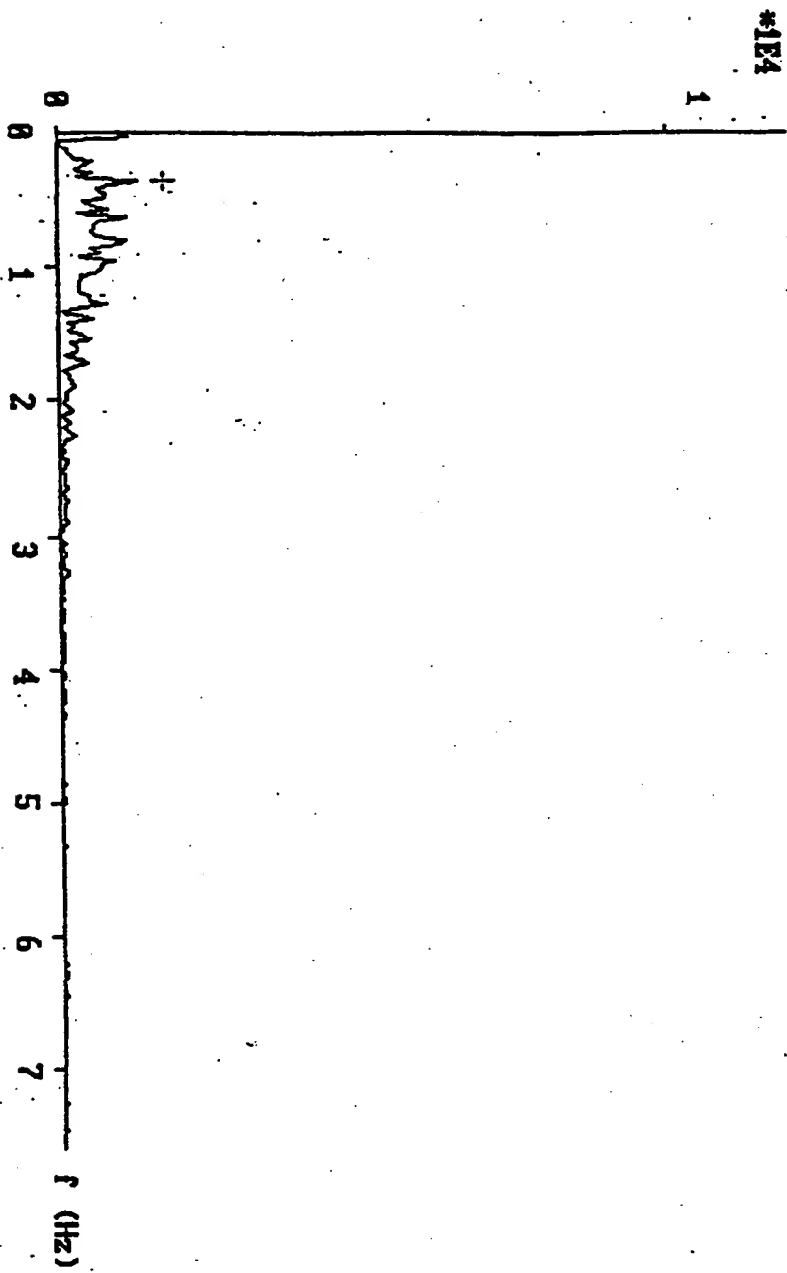
Fig. 35



alman

10.07.95

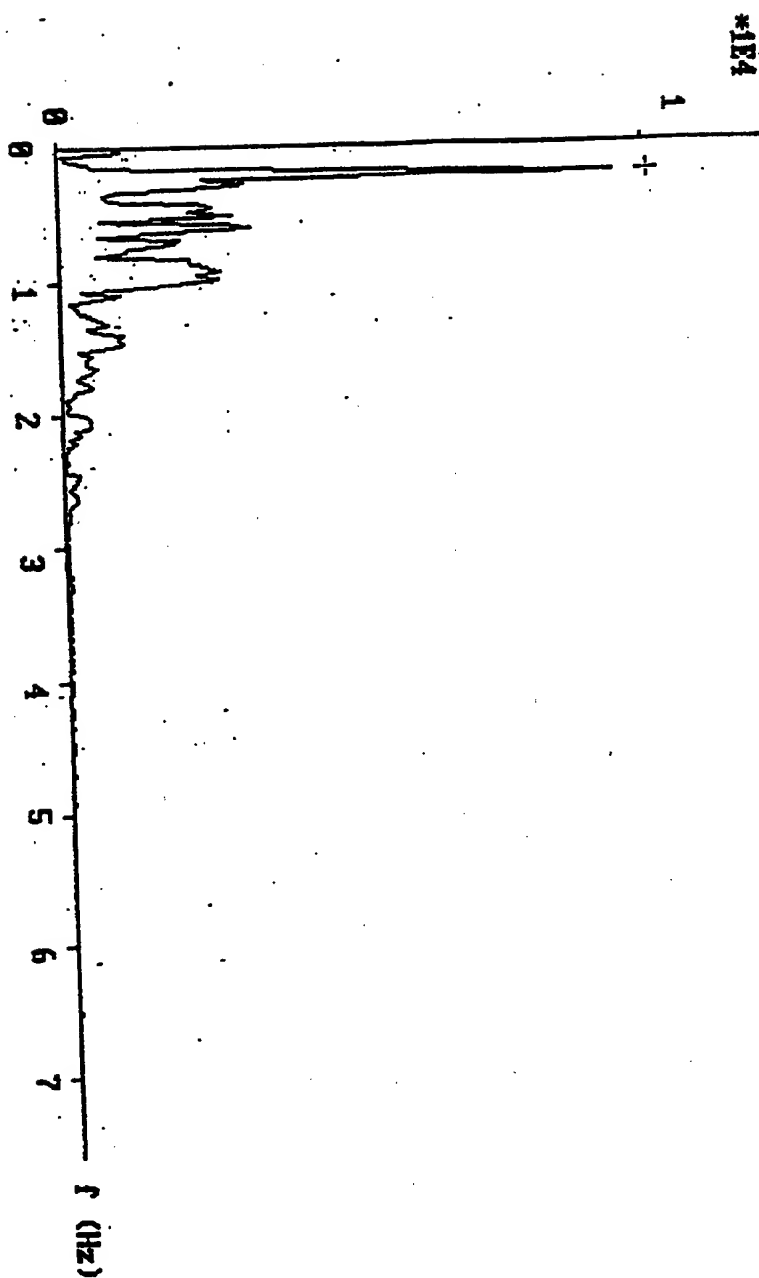
Fig. 36



04.09.95

10.07.95

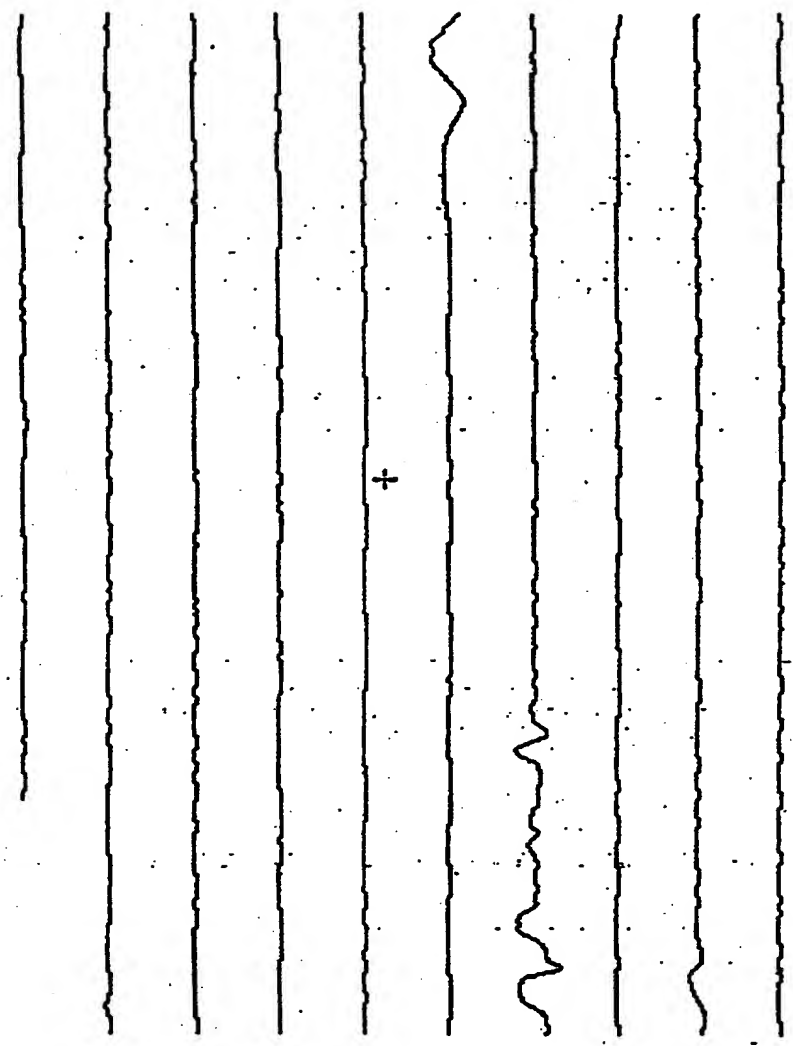
Fig. 32



94.00950

10.07.95

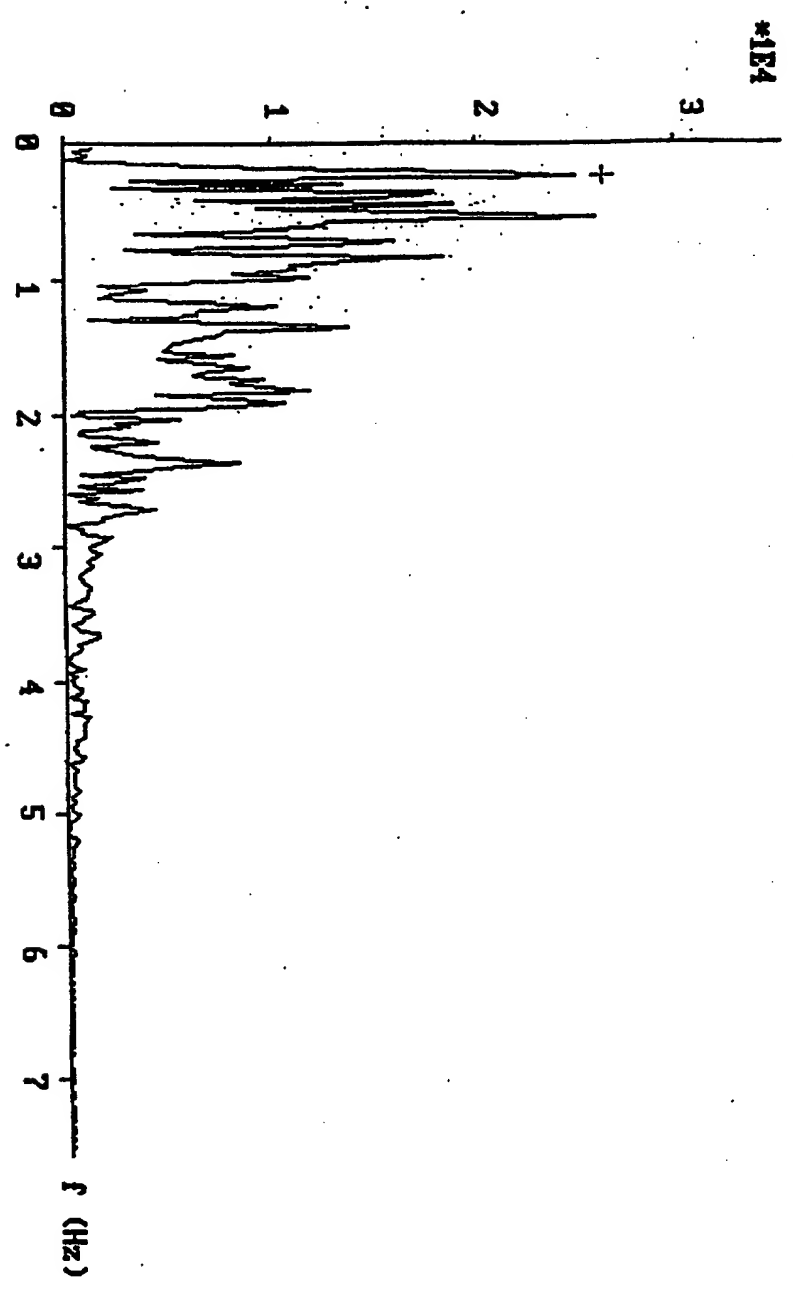
Fig. 38



9400950

10.07.95

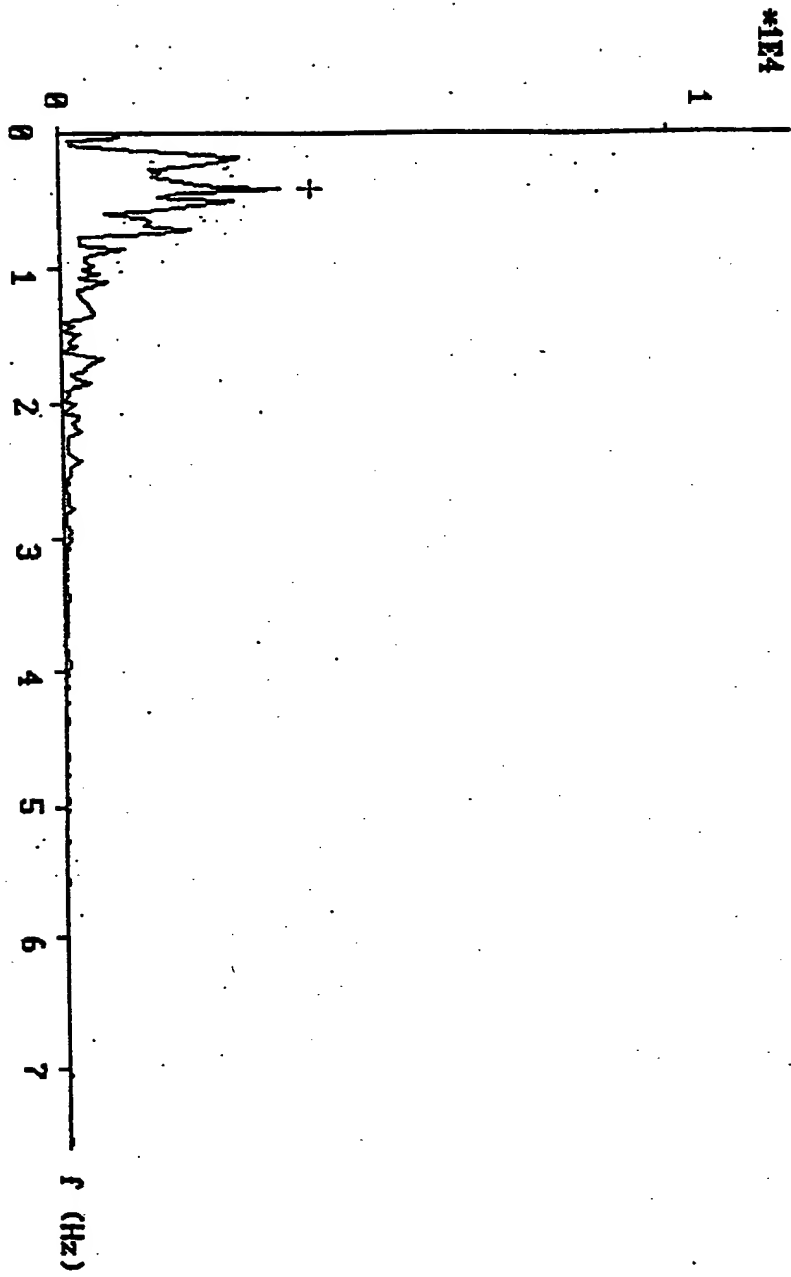
Fig. 38



94.00950

10-07-93

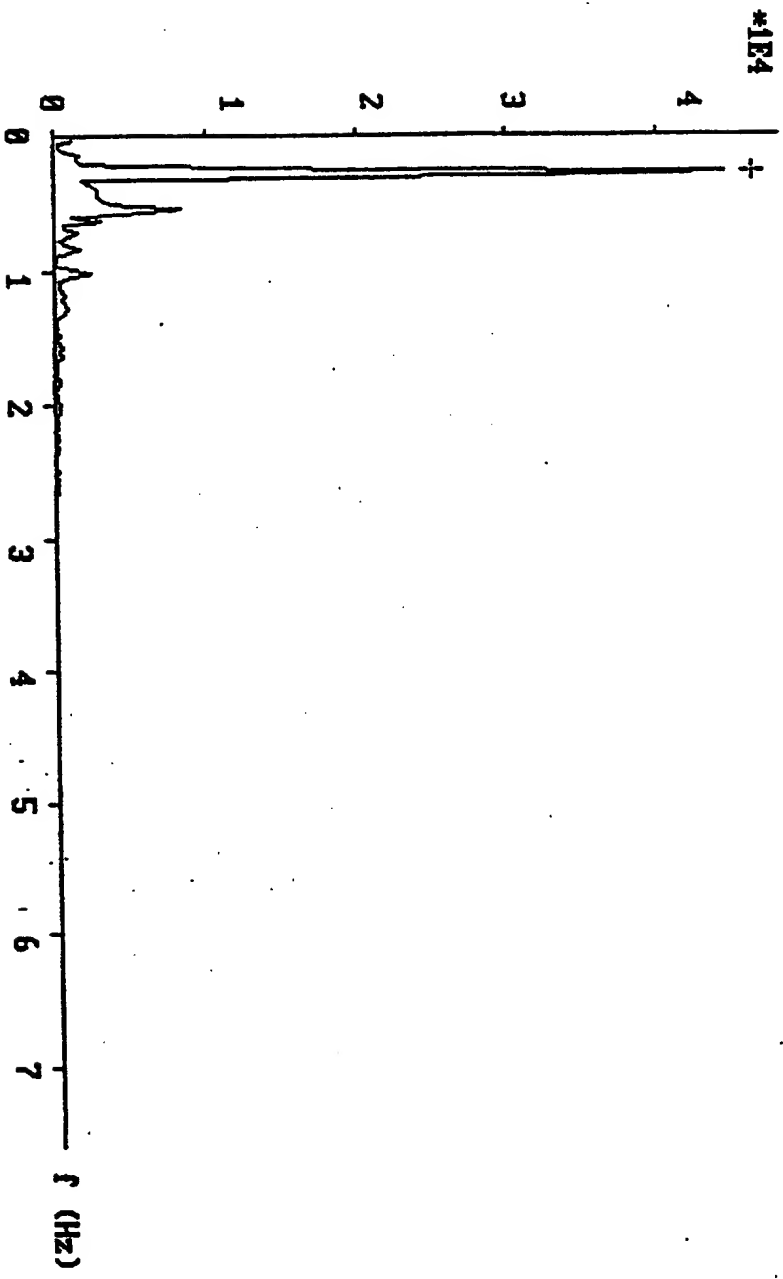
Fig. 40



0400950

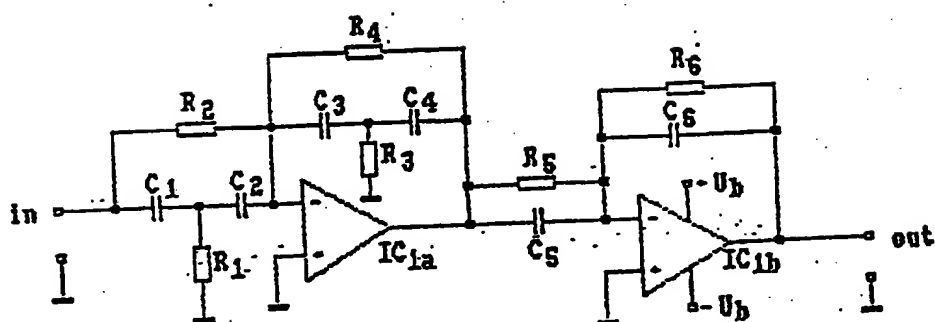
10.07.95

Fig. 47



05600048

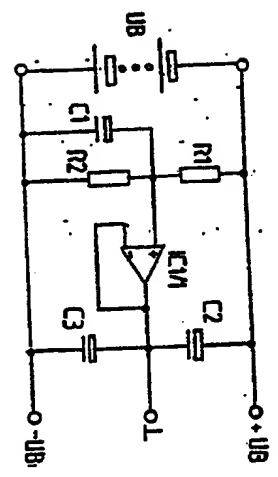
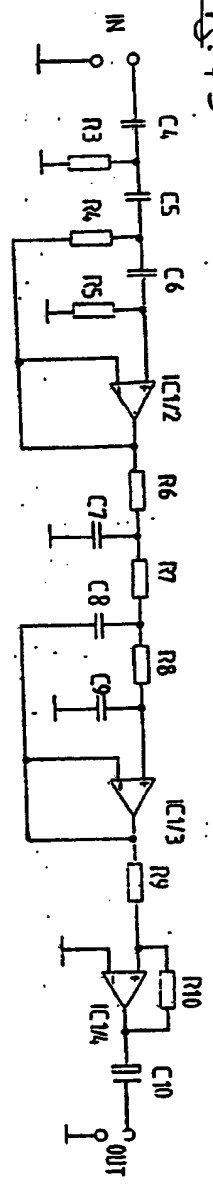
10-07-95

Fig. 42

9400950

10.07.95

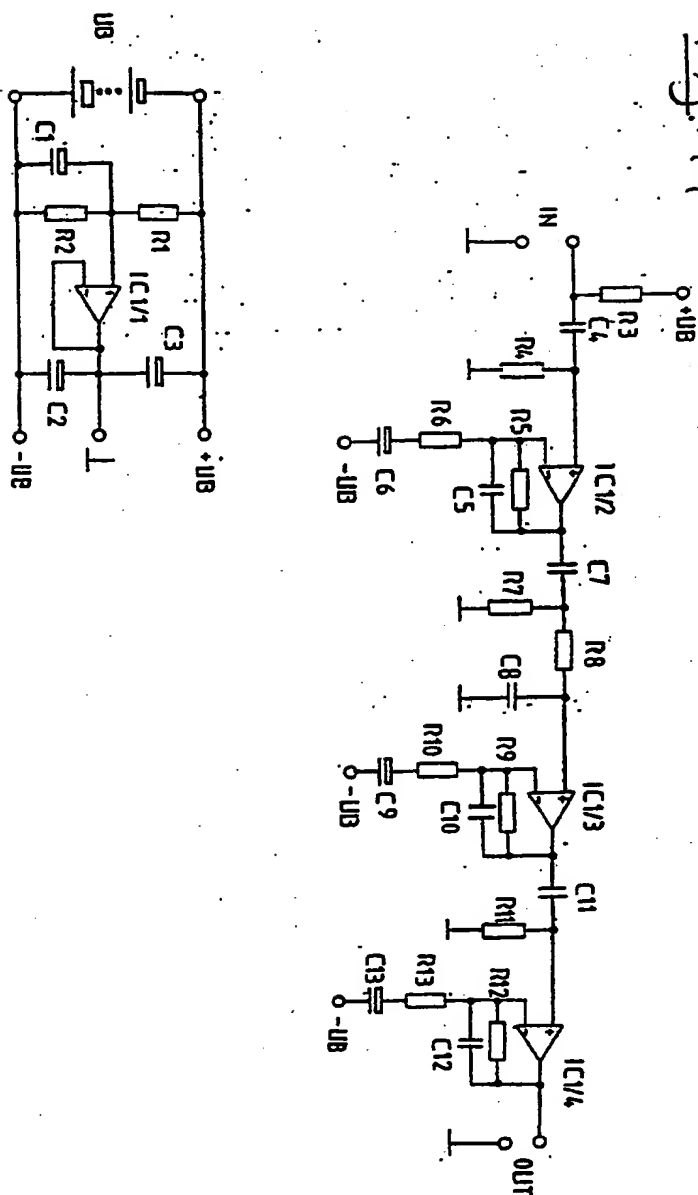
Fig. 43



94.00950

10.07.93

Fig. 44

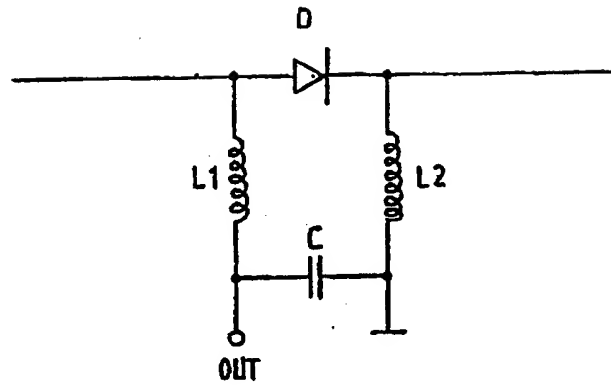


0560046

10.07.95

222

Fig. 45



94.00950

THIS PAGE BLANK (USPTO)

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☒ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER: _____**

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)